

电子工程技术丛书

http://www.phei.com.cn

# LED照明技术 与应用电路 (第2版)

● 周志敏 纪爱华 编著



电子工业出版社  
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

电子工程技术丛书

# LED 照明技术与应用电路

## (第2版)

周志敏 纪爱华 编著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

## 内 容 简 介

本书结合我国绿色照明工程计划,以LED照明技术和LED照明实用电路为核心内容,结合目前国内外LED技术发展动态,全面系统地阐述了LED的基础知识和最新应用技术。全书共5章,深入浅出地阐述了照明基础知识、LED固态光源、大功率LED驱动电路、大功率LED应用电路、LED照明灯具及设计等内容。本书题材新颖实用,内容丰富,深入浅出,文字通俗,具有很高的实用价值,是从事LED照明设计和应用的工程技术人员的必备读物。

本书可供电信、信息、航天、汽车、国防及家电等领域从事LED照明研发、设计、应用和生产的工程技术人员及相关专业高等院校的师生阅读参考。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。  
版权所有,侵权必究。

## 图书在版编目(CIP)数据

LED照明技术与应用电路/周志敏,纪爱华编著. —2版. —北京:电子工业出版社,2013.1  
(电子工程技术丛书)

ISBN 978-7-121-18806-0

I. ①L… II. ①周… ②纪… III. ①发光二极管-照明-电子电路 IV. ①TN383

中国版本图书馆CIP数据核字(2012)第253616号

策划编辑:富 军

责任编辑:徐 萍

印 刷:

装 订:

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路173信箱 邮编 100036

开 本:787×1092 1/16 印张:16.5 字数:422千字

印 次:2013年1月第1次印刷

印 数:4000册 定价:45.00元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zlt@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010) 88258888。

# 前 言

“绿色照明”是20世纪90年代初提出的照明领域的新方针，它是从节约能源、保护环境的角度提出来的。“绿色照明”是对节约电能、保护环境照明系统的形象性说法。绿色照明的质量和水平已成为人类社会现代化程度的一个重要标志之一，成为人类社会可持续发展的一项重要措施。“中国绿色照明工程”的宗旨是节约能源，保护环境，提高照明质量，是要在我国发展和推广高效照明器具，节约照明用电，建立优质高效、经济舒适、安全可靠、有益环境和改善人们生活质量，提高工作效率，保护人民身心健康的照明环境，以满足国民经济各部门和人民生活对照明质量、照明环境的更高要求。

我国照明用电在总用电量中仅次于电动机占据第二位，而且以低效照明光源为主，虽然我国组织实施了绿色照明工程，但仍与国外发达国家有着较大的距离。随着新材料、新技术的发展和运用，高效照明产品趋于向小型化、高光效、长寿命、无污染、自然光色的方向发展。

LED是一种可将电能转变为光能的半导体发光器件，属于固态光源。高亮度的白光LED的开发成功，使得LED在照明领域得以推广应用，使照明技术面临一场新的革命。LED属于典型的绿色照明光源。LED作为新型光源，具有寿命长、启动时间短、无紫外线、色彩丰富饱满、可做全彩变化、低压安全等特点。LED不仅可用于大型广告显示屏、建筑和交通照明、城市重点建筑的夜景照明，而且正在迅速成为非豪华汽车的标准配置，白光LED已经成为便携式电子产品显示屏的主要光源，并朝日常照明应用的方向发展。LED技术的发展引起了国内外光源界的普遍关注，现已成为具有发展前景和影响力的一项高新技术产品。LED产品的开发研制生产已成为发展前景十分诱人的朝阳产业。目前，随着LED技术的广泛应用及潜在的市场需求，LED显示出了强大的发展潜力。

本书第1版于2009年出版以来，以其内容通俗、具体实用而深受广大读者欢迎。但是，由于LED照明技术的高速发展，第1版中的一些章节已不能很好地满足读者的需求。鉴于此，本书第2版结合目前国内外LED照明技术的发展动向，在第1版的基础上，对LED固体照明技术、大功率LED驱动技术、LED照明的工程应用等内容做了一定的删减和补充，以使本书的第2版具有技术新颖、实用等特点，更加贴近现代从事LED照明技术开发、设计、应用的技术人员，

本书在写作中尽量做到有针对性和实用性，并在保证科学性的同时注重通俗性。力求做到通俗易懂和结合实际工程应用，使从事LED照明技术的开发、设计、应用的技术人员从中获益，读者可以以此为“桥梁”，系统、全面地了解和掌握LED照明的设计和应用技术。

参加本书编写的有周志敏、纪爱华、周纪海、纪达奇、刘建秀、顾发娥、刘淑芬、纪达安、纪和平等。本书在写作过程中无论从资料的收集还是技术的信息交流上都得到了国内专业学者和同行及LED生产企业的大力支持，在此表示衷心的感谢。

编著者





# 目 录

第 1 章 照明基础知识 .....	1
1.1 光的基础知识 .....	1
1.1.1 光的特性 .....	1
1.1.2 光的质量 .....	3
1.2 光源 .....	6
1.2.1 电光源 .....	6
1.2.2 固体发光光源 .....	10
1.3 照明灯具 .....	16
1.4 LED 绿色照明工程 .....	22
第 2 章 LED 固态光源 .....	28
2.1 LED 的发光原理及主要参数 .....	28
2.1.1 LED 的发光原理及发光效率 .....	28
2.1.2 LED 的主要参数与特性 .....	34
2.2 白光 LED 基础知识 .....	42
2.2.1 白光 LED 的发展与特点 .....	42
2.2.2 白光 LED 的实现方法 .....	47
2.3 大功率白光 LED 的结构与特性 .....	57
2.3.1 大功率白光 LED 的结构特点 .....	57
2.3.2 照明用白光 LED .....	63
2.4 大功率白光 LED 的散热及封装 .....	67
2.4.1 大功率白光 LED 的散热 .....	67
2.4.2 大功率白光 LED 的封装 .....	75
第 3 章 大功率 LED 驱动电路 .....	80
3.1 LED 驱动技术 .....	80
3.1.1 LED 驱动方案 .....	80
3.1.2 LED 与驱动器的匹配 .....	83
3.2 白光 HI-LED 驱动电路 .....	89
3.2.1 白光 HI-LED .....	89
3.2.2 HI-LED 驱动器具备的要素 .....	91
3.2.3 白光 HI-LED 驱动电路 .....	93
3.2.4 白光 HI-LED 驱动电路设计 .....	97
3.2.5 HI-LED 驱动器的优化设计 .....	99
3.2.6 超低电压大功率 LED 恒流驱动器 .....	110

3.3	交流驱动 LED 前级电路 .....	117
3.3.1	EMI 的滤波器 .....	117
3.3.2	整流技术 .....	121
3.3.3	功率因数校正技术 .....	123
<b>第 4 章</b>	<b>大功率 LED 应用电路 .....</b>	<b>144</b>
4.1	大功率 LED 恒流驱动器 .....	144
4.1.1	基于 MAX16802 的 LED 恒流驱动器 .....	144
4.1.2	基于 LM3402 的 LED 驱动器 .....	148
4.1.3	基于 MAX16800 高压、可调恒流 LED 驱动器 .....	149
4.1.4	基于 NCP101X 的 LuxeonStar LED 驱动器 .....	152
4.1.5	基于 HV991X 大功率 LED 驱动器 .....	154
4.1.6	基于 LT3474 大功率 LED 驱动器 .....	157
4.1.7	基于 DD311/DD312 单通道大功率 LED 恒流驱动器 .....	160
4.1.8	基于 PT4107 的 LED 驱动器 .....	162
4.1.9	基于 XLT604 大功率 LED 驱动器 .....	165
4.1.10	基于 AP3706 隔离式 AC/DC LED 驱动器 .....	168
4.1.11	基于 LTC3490 的白光 LED 驱动器 .....	169
4.1.12	基于 PAM2842 的 LED 驱动器 .....	171
4.1.13	基于 LT3478 和 LT3478-1 高调光比 LED 驱动器 .....	173
4.1.14	基于 HA22004P 高压 LED 恒流源驱动器 .....	178
4.1.15	基于 SP6648 的手电筒 LED 驱动器 .....	179
4.2	基于单片开关电源的 LED 驱动器 .....	181
4.2.1	基于 LinkSwitch-TN 系列器件 LED 驱动器 .....	181
4.2.2	基于 TOPSwitch-GX 系列器件 LED 驱动器 .....	193
4.2.3	基于 TinySwitch-III 系列器件 LED 驱动器 .....	205
<b>第 5 章</b>	<b>LED 照明灯具及设计 .....</b>	<b>211</b>
5.1	LED 照明灯具及结构 .....	211
5.1.1	LED 照明灯具 .....	211
5.1.2	LED 照明灯具结构 .....	218
5.2	LED 灯具设计 .....	240
5.2.1	LED 灯具设计程序 .....	240
5.2.2	LED 道路照明灯具设计 .....	246
<b>参考文献</b>	<b>.....</b>	<b>255</b>

# 第1章 照明基础知识



## 1.1 光的基础知识

### 1.1.1 光的特性

#### 1. 光的定义

光是一种重要的自然现象。当一束光投射到物体上时，会发生反射、折射、干涉及衍射等现象。人们之所以能够看到客观世界中斑驳陆离、瞬息万变的景象，是因为眼睛能够接收物体发射、反射或散射的光。光不仅是人类视觉能感知的光，还包括人类视觉感知不到的红外线和紫外线等，光就其本质而言是一种电磁波，覆盖了电磁频谱一个相当宽（从X射线到远红外线）的范围，只是波长比普通无线电波更短。人类肉眼所能看到的可见光只是整个电磁频谱的一部分。光具有波粒二象性，即可把光看做是一种频率很高的电磁波（ $10^{12} \sim 10^{15}$  Hz），也可把光看成是一个粒子，即光子，简称光子。

电磁波刺激人的眼睛，经过视觉神经传达到人的大脑，使人可以看到物体的形状和颜色，这段波长的电磁波称为可见光，可见光的波长不同，人眼感觉到的颜色也不同。这类射线的波长范围在360 ~ 830 nm之间，仅仅是电磁辐射光谱中非常小的一部分。波长的范围不同，决定了各种不同波长光的性质。780 ~ 380 nm的光依次是红、橙、黄、绿、青、蓝、紫七色光，两种颜色之间没有明显的分界。将全部可见光波混合在一起就形成日光，即白色光。波长大于780 nm的电磁波是红外线、微波和广播无线电波等。波长小于380 nm的电磁波是紫外线、X射线和宇宙射线等。

光和其他所有的电磁辐射一样，在真空中以30万千米每秒的速度沿直线传播。当光通过某种物质时，如水或空气，其传播速度会减慢。光在真空中的速度和在媒质中的速度比值称为该媒质的折射率，在折射率不同的两种媒质的界面上，入射光线产生折射与反射现象。另外，光在传播过程中还会产生散射、漫反射、漫透射等现象。

人们通常所说的光是指“可见光”，它是由光源发出的辐射能中的一部分，并能产生视觉效应。从量子物理的观点看，光具有二重性：粒子性和波动性。单个光子呈粒子性，密集光子的集合衍射便呈现出波动性。所以，光是一种电磁辐射能，即电磁波，光线的方向也就是波传播的方向。

太阳光和光源在发出可见光的同时，都会有紫外和红外辐射，只是眼睛视觉反应不出来而已。在太阳光谱中，波长大于1400 nm的光波被大气层中的水蒸气和二氧化碳强烈吸收；



波长小于 290 nm 的光波被大气层中的臭氧所吸收。

人的眼睛对不同颜色光的视觉灵敏度不同,对光谱中心部位的黄绿色光最灵敏,对两边的紫光和红光都不灵敏。人类在进化过程中紫外光和红外光对眼睛不产生视觉反应。紫外线会伤害人的眼睛,红外线只能刺激人的皮肤产生热的感觉。

眼睛视觉灵敏度会随着光的波长而变化,在白昼明亮环境时,眼睛对中波长黄绿色光(555 nm)最敏锐。由此,若在波长 555 nm 环境下一个电源能量(瓦特)转换成一个光能量(瓦数),则在不同波长的可见光下一个瓦特能量,将会随着白昼眼睛视觉灵敏度的光谱中各种因素而改变,这个变化曲线称为白昼视觉曲线  $V(\lambda)$ 。如此一来,光的瓦特数取决于光的波长。例如,一个波长 490 nm 光是坐落在波长 555 nm 白昼眼睛视觉灵敏度曲线中百分之二十的位置,且一个波长 490 nm 光只能将一个电源能量(瓦特)转换成 0.2 个光能量(瓦数)。在低亮度水平,整个眼睛视觉灵敏度曲线会左移(相当于靠近较短波长)而其最敏锐的高点是 507 nm 位置,这个曲线被称为夜晚视觉灵敏度曲线。

## 2. 光的数量

衡量光源发出光的多少的单位为光通量,光通量是指单位时间内光源发出(可见)光的总和,符号为  $\Phi$ ,单位是流明(lm)。光通量就是人眼对能量辐射通量的评价。

光源所发出的光能是向所有方向辐射的,对于在单位时间里通过某一面积的光能,称为通过这一面积的辐射能通量。各色光的频率不同,眼睛对各色光的敏感度也有所不同,即使各色光的辐射能通量相等,在视觉上并不能产生相同的明亮程度,在各色光中,黄绿色光能激起最大的明亮感觉。

光通量的单位是流明,是英文 lumen 的音译,简写为 lm。绝对黑体在铂的凝固温度下,从  $5.305 \times 10^3 \text{ cm}^2$  面积上辐射出来的光通量为 1 lm。为表明发光强度和光通量的关系,发光强度为 1 cd 的点光源在单位立体角(1 球面度)内发出的光通量为 1 lm。

一般情况下,同类型灯的功率越高,光通量也越大。而不同类型的灯即使功率相同,光通量也有很大差别。例如,一只 40 W 的普通白炽灯的光通量为 350 ~ 470 lm,而一只 40 W 的普通直管型荧光灯的光通量为 2 800 lm 左右,是白炽灯的 6 ~ 8 倍。

## 3. 照度

单位被照面上接收到的光通量称为照度,如果每平方米被照面上接收到的光通量为 1 lm,则照度为 1 lx。照度单位:勒克斯(lx)。夏季阳光强烈的中午地面照度约 5 000 lx,冬天晴天时地面照度约为 2 000 lx,晴朗的月夜地面照度约为 0.2 lx。

从其定义不难看出照度就是由  $\text{lm}/\text{m}^2$  得到的,但这是在绝对理想的环境下才适用的,即光源发出的所有光全部照射在计算平面内,但这几乎是不太可能的,在实际运用中要考虑灯具、墙面、空气等对光源的遮挡、反射等,这样的计算往往就比较烦琐。通常情况下,照明设计会借助一些专业的照明计算软件,通过计算机来完成。

## 4. 亮度

亮度是指光源在某一方向上单位投影面积、单位立体角中发射的光通量。如果把每个物体都视为光源的话,那么亮度就是描述光源光亮的程度。在同一房间同一位置一块白布和一

块黑布的照度是相同的，而亮度是不同的。

光亮度是表示发光面明亮程度的，指发光表面在指定方向的发光强度与垂直于指定方向的发光面的面积之比，单位是坎德拉/平方米 ( $\text{cd}/\text{m}^2$ )。对于一个漫散射面，尽管各个方向的发光强度和光通量不同，但各个方向的亮度都是相等的。

### 1.1.2 光的质量

人的视觉器官在色彩刺激作用下引起大脑反应，即视觉器官受不同波长光线的物理刺激的同时产生色彩刺激信号并传给大脑，大脑将其接收的色彩信号不断地译成色彩概念，并与储存在大脑里的视觉经验结合起来加以解释，形成了颜色知觉。颜色分非彩色和彩色。非彩色是指白色、黑色的各种深浅不同的颜色。彩色是指黑白系列以外的各种颜色。

由于感情效果和对客观事物的联想，色彩对视觉的刺激产生了一系列的色彩知觉心理效应。这种效应随着具体的时间、地点、条件（如外观形状、自然条件、个人爱好、生活习惯、形状大小及环境位置等）的不同而有所不同，一般来讲，色彩可以产生温度感、距离感、重量感、空间感、阴暗感等。

#### 1. 光源的色温

开尔文认为，假定某一纯黑物体，能够将落在其上的所有热量吸收，而没有损失，如果同时又能够将热量生成的能量全部以“光”的形式释放出来的话，它便会因受到热力温度的高低而变成不同的颜色。例如，当黑体受到的热力温度为  $500 \sim 550\text{ }^{\circ}\text{C}$  时，就会变成暗红色，达到  $1\,050 \sim 1\,150\text{ }^{\circ}\text{C}$  时，就变成黄色……因而，光源的颜色成分是与该黑体所受的热力温度相对应的。

当光源所发出光的颜色与黑体在某一温度下辐射的颜色相同时，黑体的温度就称为该光源的色温，用绝对温度  $K$  (Kelvin，或称开氏温度) 表示。黑体辐射理论是建立在热辐射基础上的，所以白炽灯一类的热辐射光源的光谱功率分布与黑体在可见光区的光谱功率分布比较接近，都是连续光谱，用色温的概念完全可以描述这类光源的颜色特性。

当一个黑体（如铁）被加热到一定的温度时开始发出暗红色的光，温度再升高时光的颜色就变成黄白色、白色、蓝白色。低色温呈暖色，高色温则呈冷色。例如，烛光的色温是  $2\,000\text{ K}$ ，晴天中午时太阳的色温是  $6\,500\text{ K}$ 。

根据 MaxPlanck 的理论，将一具有完全吸收与放射能力的标准黑体加热，温度逐渐升高光颜色亦随之改变。CIE 色坐标上的黑体曲线 (Blackbodylocus) 显示黑体的红—橙红—黄—黄白—白—蓝白的过程。黑体加温到出现与光源相同或接近光色时的温度，定义为该光源的相关色温，单位为  $K$ 。由于气体放电光源一般为非连续光谱，与黑体辐射的连续光谱不能完全吻合，所以都采用相关色温来近似描述其颜色特性。色温（或相关色温）在  $3\,000\text{ K}$  左右时，颜色偏黄。色温在  $3\,300\text{ K}$  以下的光源，颜色偏红，给人一种温暖的感觉。色温超过  $5\,300\text{ K}$  时，颜色偏蓝，给人一种清冷的感觉。不同色温的光，具有不同的照明和视觉效果。通常气温较高的地区，人们多采用色温高于  $4\,000\text{ K}$  的光源，而气温较低的地区则多用  $4\,000\text{ K}$  以下的光源。不同光源环境的相关色温见表 1-1。

表 1-1 不同光源环境的相关色温

光 源	色 温	光 源	色 温
北方晴空	8 000～8 500 K	高压汞灯	3 450～3 750 K
阴天	6 500～7 500 K	暖色荧光灯	2 500～3 000 K
夏日正午阳光	5 500 K	卤素灯	3 000 K
金属卤化物灯	4 000～4 600 K	钨丝灯	2 700 K
下午日光	4 000 K	高压钠灯	1 950～2 250 K
冷色荧光灯	4 000～5 000 K	蜡烛光	2 000 K

光源色温不同，光色也不同，色温在 3 300 K 以下有稳重的气氛，温暖的感觉；色温在 3 000～5 000 K 为中间色温，有爽快的气氛；色温在 5 000 K 以上有冷的气氛，清凉的感觉。不同光源的不同光色组成的气氛效果见表 1-2。

表 1-2 不同光源的不同光色组成的气氛效果

色 温	光 色	气 氛 效 果
>5 000 K	清凉（带蓝的白色）	冷的气氛
3 300～5 000 K	中间（白）	爽快的气氛
<3 300 K	温暖（带红的白色）	稳重的气氛

在高色温光源照射下，如果亮度不高则给人们一种阴冷的气氛；在低色温光源照射下，亮度过高会给人们一种闷热的感觉。在同一空间使用两种光色差很大的光源，其对比将会出现层次效果，光色对比大时，在获得亮度层次的同时，又可获得光色的层次。不同的色温会引起人们在情绪上不同的反应，一般把光源的色温分成三类。

① 暖色光：暖色光的色温在 3 300 K 以下，暖色光与白炽灯光色相近，红光成分较多，给人以温暖、健康、舒适的感觉，适用于家庭、住宅、宿舍、医院、宾馆等场所，或者温度比较低的地方。

② 暖白光：又称中间色，它的色温在 3 300～5 300 K 之间。暖白光光线柔和，使人有愉快、舒适、安祥的感觉，适用于商店、医院、办公室、饭店、餐厅、候车室等场所。

③ 冷色光：又称日光色，它的色温在 5 300 K 以上，光源接近自然光，有明亮的感觉，使人精力集中，适用于办公室、会议室、教室、绘图室、设计室、图书馆的阅览室、展览橱窗等场所。

## 2. 光源的显色性

牛顿在 1664 年用棱镜把白色的太阳光色散成不同色调的光谱，奠定了光颜色的物理基础。1860 年麦克斯韦用不同强度的红、黄、绿三色光配出了从白光一直到各种颜色的光，奠定了三色色度学的基础。在此基础上，1931 年国际照明委员会建立了 CIE 色度学系统，并不断完善。如今 CIE 色度学系统已广泛用于定量地表达光的颜色。

颜色离不开照明，只有在光照下物体才有可能显示出颜色，而且光的颜色对人们的心理有非常大的影响。在不同光源照射下，同一个物体会显示出不同的颜色。例如，绿色的树叶在绿光照射下，呈鲜艳的绿色，在红光照射下近于黑色。由此可见，光源对被



照物体颜色的显现,起着重要的作用。光源在照射物体时,能否充分显示被照物颜色的能力,称为光源的显色性。1965年,国际照明委员会推荐在CIE色度学系统中,用一般显色指数 $R_a$ 来描述光源的显色性。

光源对物体颜色呈现的程度称为显色性,也就是颜色的逼真程度。光源的显色性是由显色指数来表明的,它表示物体在光源下颜色比基准光(太阳光)照明时颜色的偏离,能较全面反映光源的颜色特性。显色性高的光源对颜色的表现较好,人们所看到的颜色也就较接近自然颜色,显色性低的光源对颜色的表现较差,所看到的颜色偏差也较大。

显色性有高低之分,其关键在于该光的特性。可见光的波长在380~780 nm之间,也就是在光谱中见到的红、橙、黄、绿、青、蓝、紫光的范围,如果光源所放射的光中所含的各色光的比例与自然光相近,则眼睛所看到的颜色也就较为逼真。

光源对物体的显色能力是通过与同色温的参考或基准光源(白炽灯)下物体外观颜色的比较得出的。光所发射的光谱内容决定光源的光色,但同样光色可由许多、少数甚至仅仅两个单色的光波合成,对各个颜色的显色性亦大不相同。相同光色的光源会有相异的光谱组成,光谱组成较广的光源较有可能提供较佳的显色品质。当光源光谱中很少或缺乏物体在基准光源下所反射的主波时,会使颜色产生明显的色差(colorshift)。色差程度越大,光源对该色的显色性越差。显色分为如下两种。

① 忠实显色:能正确表现物质本来的颜色需使用显色指数( $R_a$ )高的光源,其数值接近100。

② 效果显色:要鲜明地强调特定色彩,表现美的生活可以利用加色的方法来加强显色效果。采用低色温光源照射,能使红色更加鲜艳;采用中等色温光源照射,能使蓝色具有清凉感;采用高色温光源照射,能使物体有冷的感觉。

太阳光和白炽灯均辐射连续光谱,在可见光的波长(380~760 nm)范围内,包含着红、橙、黄、绿、青、蓝、紫等各种色光。物体在太阳光和白炽灯的照射下,显示出它的真实颜色,但当物体在非连续光谱的气体放电灯照射下,颜色就会有不同程度的失真。为了对光源的显色性进行定量的评价,引入显色指数的概念。以标准光源为准,将其显色指数定为100,其余光源的显色指数均低于100。显色指数用 $R_a$ 表示, $R_a$ 值越大,光源的显色性越好。在国际照明协会中一般把显色指数分成五类,见表1-3。

表 1-3 国际照明协会对显色指数的分类

类 别	$R_a$	显 色 性	适 用 范 围
1A	>90	优良	需要色彩精确对比的场所,美术馆、博物馆及印刷等行业及场所
2B	80~90		需要色彩正确判断的场所,家庭、饭馆、高级纺织工艺及相近行业
2	60~80	普通	需要中等显色性的场所,办公室、学校、室外街道照明
3	40~60		对显色性的要求较低的场所,重工业工厂、室外街道照明
4	20~40	较差	对显色性无具体要求的场所,室外道路照明及一些要求不高的地方

光源显色指数表示光源的色彩还原性能,即所谓灯下辨色性能。为了自然真实表现被照物色彩,光源的显色指数应大于80以上。把白炽灯的显色指数定义为100,视为理想的基准光源。





## 1.2 光源

人类在大约 50 万年前就以燃烧树木产生的火焰及光作为光源使用, 这就是最早的光源。随着人类文明的进步, 之后用烧植物油及矿物油来产生光。1879 年爱迪生发明了白炽灯, 它以碳棒作为灯丝, 是照明技术的巨大改进; 1938 年发明的日光灯 (或称为荧光灯) 可以减少热的损失, 节省能源的消耗, 这又是一大进步, 后来紧凑型日光灯的开发使其应用更为普遍; 同时高压气体放电 (High Intensity Discharge, HID) 灯, 如水银灯、金属卤素灯及钠灯等的发明可在室外实现照明, 满足了各方面的需要。目前约有 21% 的电能用于照明, 如果能在固体照明领域节省一半的能源, 则会对人类节约能源做出巨大的贡献。

### 1.2.1 电光源

光是由光源产生的, 如太阳、蜡烛和电灯。其中太阳是天然光源, 蜡烛和电灯是人工光源。由于可利用的天然光源所产生的光仅占整个光家族的很小部分, 所以人类一直在努力开发和利用各种各样的人工光源。任何一种新人工光源的发明和利用, 都标志着人类文明新的进步, 美国发明家爱迪生成功地制造出第一只可使用的白炽灯泡, 开创了人类电气照明的新纪元。1905 年奥地利人优斯特与哈纳曼采用积压绕结的方法第一次成功地制造出钨丝白炽灯泡, 也是一个重要的里程碑。

电光源是指将电能转换为光能的器件或装置, 广泛用于日常照明、工农业生产、国防和科研等方面。人类对电光源的研究始于 18 世纪末。19 世纪初, 英国的戴维发明碳弧灯。1879 年, 美国的爱迪生发明了具有实用价值的碳丝白炽灯, 使人类从漫长的火光照明进入电气照明时代。1907 年采用拉制的钨丝作为白炽体。1912 年, 美国的朗缪尔等人对充气白炽灯进行研究, 提高了白炽灯的发光效率并延长了寿命, 扩大了白炽灯的应用范围。20 世纪 30 年代初, 低压钠灯研制成功。1938 年, 欧洲和美国研制出荧光灯, 发光效率和寿命均为白炽灯的 3 倍以上, 这是电光源技术的一大突破。20 世纪 40 年代, 高压汞灯进入实用阶段。20 世纪 50 年代末, 体积和光衰极小的卤钨灯问世, 改变了热辐射光源技术进展滞缓的状态, 这是电光源技术的又一重大突破。20 世纪 60 年代开发了金属卤化物灯和高压钠灯, 其发光效率远高于高压汞灯。20 世纪 80 年代出现了细管径紧凑型节能荧光灯、小功率高压钠灯和小功率金属卤化物灯, 使电光源进入了小型化、节能化和电子化的新时期。

电光源自 19 世纪 80 年代发明以来, 至今已有 100 多年的历史。人类社会的发展, 科学技术的进步, 使电光源技术获得了突飞猛进的发展。配合各种光源的使用, 产生了造型多姿多彩、风格各异的灯具, 为照明设计提供了广阔的发挥空间。今天的人工照明已不是单一的灯光, 而是将多种照明电器与环境装饰紧密结合, 形成了一门照明电器装饰综合艺术。

近年来, 装饰与艺术照明在建筑中的美化作用与日俱增, 灯光不仅为人们的工作、学习和生活提供了良好的视觉条件, 并体现出一定的风格, 增加了建筑艺术的美感, 使环境空间更加符合人们的心理和生理上的需求, 从而得到美的享受和心理平衡。

现代建筑物不仅注重室内空间的构成要素, 更为重视的是电气对室内空间环境的美学效果及由此对人们所产生的心理效应。因此, 一切居住、娱乐、社交场所的照明设计的首要任务是艺术主题和视觉的舒适性, 电光源的迅速发展, 使现代设计不但能提供良



好的光照条件,而且在此基础上可利用光的表现力对室内空间进行艺术加工,从而共同创造现代生活的文明。

不同的国家,不同的人们在不同的时期,由于生活习惯、经济文化和环境的差异,人们对照明的要求是不同的,于是产生了不同的照明设计风格和手法。所以在照明设计时要考虑上述情况,并要结合当时的光源、灯具及使用环境等因素。

电光源的发明促进了电力装置的建设。电光源的转换效率高,电能供给稳定,控制和使用方便,安全可靠,并可方便地用仪表计量耗能,故在其问世后 100 多年中,很快得到了普及。它不仅成为人类日常生活的必需品,而且在工业、农业、交通运输及国防和科学研究中,都发挥着重要作用。电光源的发光方法有:

① 电阻发光,这是一种利用导体自身的固有电阻通电后产生热效应,达到炽热程度而发光的方法,如常用的白炽灯、碘钨灯等。

② 电弧发光,这是一种利用两个电极放电产生高热电弧而发光的方法,如碳精灯。

③ 气体发光,这是一种在透明玻璃管内注入稀薄气体和金属蒸气,利用两个电极放电使气体高热而发光的方法,如钠灯、镝灯等。

④ 荧光粉发光,这是一种在透明玻璃管内注入稀薄气体或微量金属,并在玻璃管内壁涂上一层荧光粉,利用两个电极放电后借气体的发光作用使荧光粉吸收再发出另一种光的方法,如荧光灯等。

电光源的形态有千万种,按其发光源划分可分为固体发光和气体发光两大类。固体发光光源包括白炽类光源和 LED (发光二极管)。凡可以将其他形式的能量转换成光能,从而提供光通量的设备、器具统称为光源;而其中可以将电能转换为光能,从而提供光通量的设备、器具则称为电光源。电光源一般可分为照明光源和辐射光源两大类。照明光源是以照明为目的,辐射出的光谱主要为肉眼视觉的可见光谱 ( $380 \sim 780 \text{ nm}$ ),其规格品种繁多,功率从  $0.1 \text{ W}$  到  $20 \text{ kW}$ ,产量占电光源总产量的 95% 以上。辐射光源是不以照明为目的,能辐射大量紫外光谱 ( $1 \sim 380 \text{ nm}$ ) 和红外光谱 ( $780 \sim 1 \times 10^6 \text{ nm}$ ) 的电光源,它包括紫外光源、红外光源和非照明用的可见光源。以上两大类光源均为非相干光源。此外,还有一类相干光源,它通过激发态粒子在受激辐射作用下发光,输出光波波长从短波紫外线直到远红外线,这种光源称为激光光源。

照明光源品种很多,按发光形式分为热辐射电光源、气体放电电光源和电致发光电光源三类。

① 热辐射电光源。电流流经导电物体,使之在高温下辐射光能的光源。包括白炽灯和卤素灯两种。

② 气体放电电光源。电流流经气体或金属蒸气,使之产生气体放电而发光的光源。气体放电有弧光放电和辉光放电两种,放电电压有低气压、高气压和超高气压三种。弧光放电电光源包括:荧光灯、低压钠灯等低气压气体放电灯,高压汞灯、高压钠灯、金属卤化物灯等高强度气体放电灯,超高压汞灯等超高气压气体放电灯,以及碳弧灯、氙灯;此外,还有某些光谱光源。辉光放电电光源包括:利用负辉区辉光放电的辉光指示光源和利用正柱区辉光放电的霓虹灯,二者均为低气压放电灯;此外,还有某些光谱光源。

③ 电致发光电光源。在电场作用下,使固体物质发光的光源。它将电能直接转变为光能。包括场致发光光源和发光二极管两种。



在这三类电光源中,各种电光源的发光效率有较大差别,热辐射电光源如白炽灯,它利用斯忒藩-玻耳兹曼定律:物体温度越高,它辐射出的能量越大。这可用下式表示:

$$E = \mu \xi T^4 \quad (1-1)$$

式中,  $E$  为物体在温度  $T$  时单位面积和单位时间内的辐射总能量;  $\mu$  为斯忒藩-玻耳兹曼常数 ( $\mu = 5.6697 \times 10^{-12} \text{ W}/(\text{cm}^2 \cdot \text{K}^4)$ );  $\xi$  为比辐射率,即物体表面辐射本领与黑体辐射本领的比值;  $T$  为物体的绝对温度。

利用热致发光原理制成电光源的特点是:制作简单、成本低,但发光效率低,其余的能量则以热的形式消耗掉。白炽灯的发光效率一般为  $7 \sim 20 \text{ lm/W}$ ,仅有 11%,红外、热能消耗分别占 69%、20%,大部分能量被发热损耗了。

由于气体放电灯的功率可以做得较大(数千瓦),发光效率又高,所以是一种绿色照明电光源。常用照明电光源分类图如图 1-1 所示。

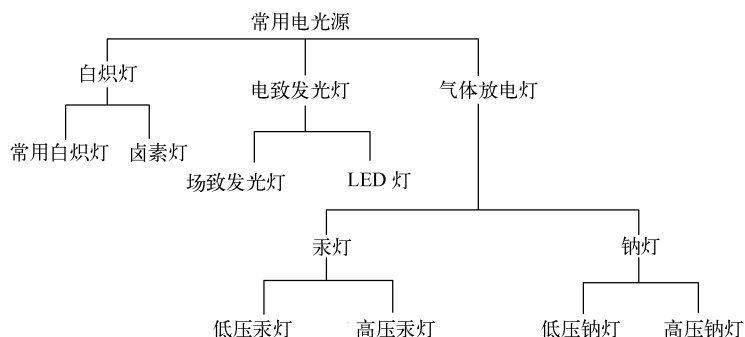


图 1-1 常用照明电光源分类图

由于气体放电电光源在灯的发光效率和工作寿命方面具有白炽灯无可比拟的优势,因此,从它诞生之日起就一直受到人们的广泛关注,由此派生的产品可谓异彩纷呈。目前,市场上已有约 5 000 多种电光源。热辐射电光源以普通白炽灯泡和卤钨系列灯泡为代表。气体放电电光源,主要是指弧光放电电光源和辉光放电电光源,如荧光灯、高强度气体放电灯和霓虹灯等。弧光放电电光源又可分为低气压气体放电电光源和高强度气体放电电光源。

低气压气体放电电光源以荧光灯及节能灯为代表;高强度气体放电电光源以高压水银荧光灯、高压钠灯和金属卤化物灯为代表。例如,高压钠灯的发光效率是白炽灯的  $8 \sim 10$  倍,寿命长、特性稳定、光通量维持率高,适用于显色性要求不高的道路、广场、码头、室内高大的厂房、仓库等场所。

(1) 气体放电电光源按放电形式划分为弧光放电灯、辉光放电灯。

① 弧光放电灯。这类气体放电电光源主要利用弧光放电柱产生光。阴极工作在较高温度下,所以又叫热阴极气体放电电光源。这类气体放电电光源通常需要专门的启动器才能工作,主要有荧光灯、汞灯、钠灯等。

② 辉光放电灯。这类气体放电电光源由辉光放电柱产生光,放电时阴极温度不高,所以又叫冷阴极气体放电电光源。阳极到阴极的电压降较大(100 V 左右),电流密度小。霓虹灯即属此类。

(2) 气体放电电光源按放电时电流经过的媒质划分为气体放电灯、金属蒸气灯。

① 气体放电灯。利用气体的放电发光,如氙灯、荧光灯和氖灯等。



② 金属蒸气灯。利用金属蒸气（如汞蒸气、钠蒸气等）产生光，如汞灯、钠灯等。

（3）气体放电电光源按放电时灯内大气压的高低划分为低气压灯、高压灯和超高气压灯。

① 低气压灯。放电时，灯内气压为1%个大气压左右，如荧光灯、低压钠灯等。

② 高压灯。放电时，灯内气压为1～5个大气压，如高压汞灯、高压钠灯、高压氙灯等。

③ 超高气压灯。放电时，灯内气压大于10个大气压，如碘灯、铊钠灯、钠铊烟灯等。

其中高压汞灯的发光效率可达50 lm/W，显色指数 $R_a$ 超过65，色温为4 000～6 000 K，寿命也可达到10 000 h，功率规格有35～3 500 W，已形成系列化。高压钠灯发光效率达到120 lm/W，显色指数 $R_a$ 为25，寿命达到24 000 h，功率规格有30～1 000 W。HID灯所散发的热量只是卤素灯的一半，灯具寿命可达2 500 h以上。

荧光灯比白炽灯节电70%，适用于在办公室、宿舍及顶棚高度低于5 m的车间等室内场合。紧凑型荧光灯发光效率比普通荧光灯高5%，细管型荧光灯比普通荧光灯节电10%，因此，紧凑型 and 细管型荧光灯是当今“中国绿色照明工程”实施方案中推出的高效节能电光源。

不同类型的电光源有不同的结构，但一般都具有以下几部分的零部件：作为发光体的灯丝、电极、荧光粉；作为发光体外壳的玻璃、半透明陶瓷管、石英管；作为引线的导丝、芯柱、灯头；作为填充物的各类气体、汞、金属及其卤化物；消气剂、各类涂层、绝缘件及黏结剂等。

电光源主要性能指标有以下六项。

① 光量特性指标。包括总光通量、亮度、发光强度、紫外线量和热辐射量等。光源的光通量表征着光源的发光能力，是光源的重要性能指标。光源的额定光通量是指光源在额定电压、额定功率的条件下工作，并能无拘束地发出光的工作环境下的光通量输出。

光源的光通量随光源点燃时间会发生变化，即点燃时间越长，光通量因衰减而变得越小。大部分光源在点燃初期光通量衰减较多，随着点燃时间的增长，衰减也逐渐减小。光源的额定光通量有两种情况：一种指电光源的初始光通量，即新光源刚开始点燃时的光通量输出，它一般用于在整个使用过程中光通量衰减不大的光源，如卤钨灯；另一种情况是指光源使用了100 h后的光通量输出，它一般用于光通量衰减较大的光源，如荧光灯。

② 光色特性指标。包括光色、色温、显色性、色度和光谱分布等。显色性是光源的一个重要性能指标。通常情况下，光源一般用显色指数衡量其显色性，大概分为四组，在对某些颜色有特殊要求时则采用特殊显色指数。

光源的色表是指其表观颜色，它和光源的显色性是两个不同的概念。例如，高压汞灯的灯光从远处看又白又亮，色表较好，但在该灯光下人的脸部呈现青色，说明它的显色性并不是很好。色表同样是电光源的重要性能指标。光源的色表虽然可以用红、橙、黄、绿、青、蓝、紫等形容词来表示，但为了定量表示，常用相关色温来度量。

③ 电气特性指标。包括消耗功率、灯电压、灯电流、启动特性和干扰噪声等。电光源启燃时间是指电光源启燃后达到额定光通量输出所需的时间。热辐射电光源的启燃时间一般不足1 s，可认为是瞬时启燃的；气体放电电光源的启燃时间从几秒到几分钟不等，取决于光源的种类。

电光源的再启燃时间是指正常工作的光源熄灭后再将其点燃所需的时间，大部分高压气



体放电电光源的再启燃时间比启燃时间更长,这是因为再启燃时要求这种光源冷却到一定的温度才能正常启燃,即增加了冷却所需要的时间。

④ 机械特性。包括几何尺寸、灯结构和灯头等。

⑤ 经济特性。包括发光效率、寿命、价格和电费等。光源的光通量输出与它取用的电功率的比称为光源的发光效率,简称光效,单位是  $\text{lm/W}$ 。在照明设计中应优先选用光效高的光源。

- 平均寿命。光源从第一次点燃起,一直到损坏熄灭为止,累计点燃小时数称为光源的全寿命。电光源的全寿命有相当大的离散性,即同一批电光源虽然同时点燃,却不会同时损坏,它们将有先有后陆续损坏,且可能有较大的差别,因此常用平均寿命的概念来定义电光源的寿命。取一组电光源作试样,从一同点燃起计时,到 50% 的电光源试样损坏为止,所经过的小时数就是该组电光源的平均寿命。一般光通量衰减较小的光源常用平均寿命作为其寿命指标。
- 有效寿命。电光源在使用过程中光通量将随时间的增加而逐渐衰减。有些电光源的光通量衰减到一定程度时,虽然光源尚未损坏,但它的光效明显下降,继续使用极不经济。电光源从点燃起,一直到光通量衰减到某个百分比所经过的点燃小时数称为光源的有效寿命。一般取 70% ~ 80% 额定光通量作为更换光源的依据。荧光灯一般用有效寿命作为其寿命指标。

⑥ 心理特性。包括灯外观和舒适性等。

电光源的主要发展趋势是:提高发光效率,开发体积小的高效节能光源,改善电光源的显色性,延长寿命。达到上述目的的具体途径是开发研制新型材料、采用新工艺,以及进一步研究新的发光机理,开发新型电光源,而最为现实的途径则是改进现有电光源的制造技术,采用新型的、自动化性能好的生产设备。

## 1.2.2 固体发光光源

### 1. 普通白炽灯

以爱迪生为代表发明的白炽灯,经过几代科技人员 120 多年的努力,白炽灯的发光效率平均每年增长 0.11  $\text{lm/W}$ ,至今发光效率增加了 10 倍、寿命提高了 500 倍、价格下降了 10 倍,满足了人们对 400 ~ 2 000  $\text{lm}$  光通量的室内照明的需要。

白炽灯是人们熟悉的电光源,它是利用电流通过钨丝将其加热到白炽状态而发光的,所以白炽类电光源又被称为热辐射电光源。白炽灯消耗的电能绝大部分都转换成了热能,转换为光的效率非常低(大约 7% 的电能被转换成光)。

白炽灯是用黑体发热的,主要以钨丝作灯丝,因为钨有高熔点(3 683 K)及低蒸发率。只是白炽灯大部分的光是红外线,钨丝放热比黑体稍微蓝移,即向短波长方向移,如图 1-2 所示,所以发光效率比较高,而蓝移也不影响显色性(Color Rendering Index, CRI)。一般钨丝都卷成螺旋形放在球形玻璃壳中,并充入不起反应的惰性气体,如氩气及少数氮气,而 40 W 以下的白炽灯则多数是抽真空。灯丝通电后,钨丝呈炽热状态并辐射发光。灯丝温度越高,辐射的可见光比例就越高,即灯丝将电能转换为可见光的效率就越高。随着白炽灯发光效率的增加,灯丝温度的升高,钨灯丝的蒸发速度也增加,从而使灯的寿命缩短。

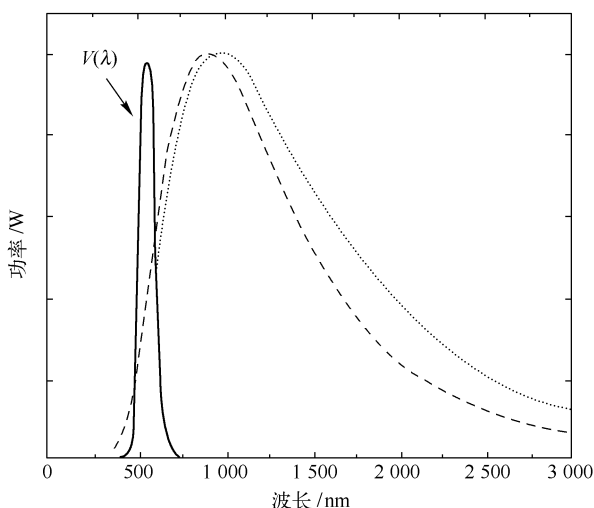


图 1-2 黑体（点虚线）及钨丝发热体（短虚线）在 3 000 K 时的光谱

因为白炽灯的大部分辐射光是红外线，所以 120 V 白炽灯的发光效率在 2 400 K 时约为 8 lm/W，一般 100 W 白炽灯只有 7% 的电能转变为可见光。白炽灯寿命衰减的主要原因是钨丝蒸发，白炽灯的一般寿命为 750 ~ 1 000 h，但是因为白炽灯廉价，所以被大量应用在住宅。

白炽灯的重要特性是：辐射的色表随着辐射体的温度的升高从暗红经过橘黄到发白，最后到炽蓝。色温也随着辐射体的温度升高而提高。

白炽灯之所以使用钨做灯丝材料是因为钨在高温下的低蒸发率及可以被抽成细丝等其他性质。电流在金属导线中流过时会有一定的消耗，当输入功率与辐射功率及其他功率损失的总和精确平衡时，就达到了一个稳定态。

普通照明白炽灯显色性好 ( $R_a = 100$ )、开灯即亮、可连续调光、结构简单、价格低廉，但寿命短、光效低。白炽灯有较宽的工作电压范围，从电池提供的几伏电压到市电电压，不需要附加电路。灯头是白炽灯电连接和机械连接部分，按形式和用途主要可分为螺口式灯头、聚焦灯头及特种灯头。在普通白炽灯中，最常用的螺口式灯头为 E14、E27；最常用的插口式灯头为 B15、B22。白炽灯常用于住宅基本照明及装饰照明，具有安装容易、立即启动、成本低廉等优点。白炽灯主要部件有：灯丝、支架、泡壳、填充气体、灯架。

## 2. LED 照明技术

自从 1968 年第一批 LED 开始进入市场，至今已有 40 多年，随着新材料的开发和工艺的改进，LED 趋于高亮度化、全色化，在氮化镓基底的蓝色 LED 出现后，更是扩展了 LED 的应用领域，LED 的主要应用领域包括：大屏幕彩色显示、照明灯具、激光器、多媒体显像、LCD 背景光源、探测器、交通信号灯、仪器仪表、光纤通信、卫星通信、海洋光通信、图形识别等，但目前还主要是作为照明和显示用。

LED 由超导发光晶体产生超高强度的光，它发出的热量很少，不像白炽灯浪费太多热量，也不像荧光灯因消耗高能量而产生有毒气体，也不像霓虹灯要求高电压而容易损坏，LED 已被全球公认为新一代的环保高科技光源。



LED 具有高光效, 比传统霓虹灯节省电能 80% 以上, 工作安全可靠。LED 改变了白炽灯钨丝发光与节能灯三基色粉发光的原理, 而采用电场发光。LED 光源具有寿命长、光效高、无辐射与低功耗等特点。LED 的光谱几乎全部集中于可见光频段。将 LED 与普通白炽灯、螺旋节能灯及 T5 三基色荧光灯做比较, 其结果显示: 普通白炽灯的光效为 12 lm/W, 寿命小于 2 000 h, 螺旋节能灯的光效为 60 lm/W, 寿命小于 8 000 h, T5 荧光灯的光效则为 96 lm/W, 寿命大约为 10 000 h, 而直径为 5 mm 的白光 LED 的光效为 20 ~ 28 lm/W, 寿命可大于 100 000 h。

### 1) LED 照明产品

在 1879 年爱迪生发明碳丝白炽灯之后, 照明技术便进入一个崭新的时代。回顾 20 世纪的照明史, 汞灯、高/低压钠灯、金属卤化物灯、紧凑型荧光灯、高频无极荧光灯、微波硫灯等新光源层出不穷。白炽灯从它问世的那一天起, 就带有先天性缺陷, 钨丝加热耗电大, 灯泡易碎耗能大, 而且容易触电。荧光灯虽说比白炽灯节电节能, 但对人的视力不利, 灯管内的汞也有害于人体和环境。然而, 真正引发照明技术发生质变的还是 LED。与传统照明技术相比, LED 的最大区别是结构和材料的不同, 它是一种能够将电能转化为可见光的半导体, 上下两层装有电极, 中间有导电材料, 可以发光的材料在两电极的夹层中, 光的颜色根据材料性质的不同而有所变化。

LED 属于全固体冷光源, 更小、更轻、更坚固, 工作电压低, 使用寿命长。按照通常的光效定义, LED 的发光效率并不高, 但由于 LED 的光谱几乎全部集中于可见光频段, 可见光效率可达 80% ~ 90%, 同等光效的白炽灯可见光效率仅为 10% ~ 20%。单体 LED 的功率一般为 0.05 ~ 1 W, 通过集群方式可以满足不同需要。

LED 照明产品就是利用 LED 作为光源制造出来的照明器具, 在照明领域, LED 发光产品的应用正吸引着世人的目光, LED 作为一种新型的绿色光源产品, 必然是未来发展的趋势, 21 世纪将进入以 LED 为代表的新型照明光源时代。

### 2) LED 光源的优点

LED 光源具有以下优点。

① 新型绿色环保光源: LED 为冷光源, 眩光小, 无辐射, 使用中不发出有害物质。LED 工作电压低, 直流驱动, 超低功耗 (单管 0.03 ~ 0.06 W), 电光功率转换接近 100%, 相同照明效果比传统光源节能 80% 以上。LED 环保效益更佳, 光谱中没有紫外线和红外线, 而且废弃物可回收, 没有污染, 不含汞元素, 可以安全触摸, 属于典型的绿色照明光源。

② 寿命长: LED 为固体冷光源, 环氧树脂封装, 抗震动, 灯体内没有松动的部分, 不存在灯丝发光易烧、热沉积、光衰等缺点, 使用寿命可达 60 000 ~ 100 000 h, 比传统光源寿命长 10 倍以上。LED 性能稳定, 可在 -30 ~ +50℃ 环境温度下正常工作。

③ 多变幻: LED 光源可利用红、绿、蓝三基色原理, 在计算机技术控制下使三种颜色具有 256 级灰度并任意混合, 即可产生  $256 \times 256 \times 256 = 16\,777\,216$  种颜色, 形成不同光色的组合, LED 组合的光色变化多端, 可以实现丰富多彩的动态变化效果及各种图像。

④ 高新技术: LED 光源与传统光源的发光效果相比, LED 灯具是低压微电子产品, 成功融合了计算机技术、网络通信技术、图像处理技术、嵌入式控制技术等。传统 LED 灯具中使用的芯片是 0.25 mm × 0.25 mm, 而照明用的 LED 一般都在 1.0 mm × 1.0 mm 以上。LED 裸片成型为工作台式结构、倒金字塔结构和倒装芯片结构能够改善 LED 的发光效率,



从而使芯片发出更多的光。LED 在封装设计方面的革新包括将高传导率的金属块用做基底、倒装芯片设计和裸盘浇铸式引线框等, 这些方法都能设计出高功率、低热阻器件, 而且这些器件能比传统的 LED 产品照度更大。

目前, 一个典型的高光通量 LED 器件能够产生几流明到数十流明的光通量, 更新的设计可以在一个器件中集成更多的 LED, 或者在单个组装件中安装多个器件, 从而使输出的流明数相当于小型白炽灯。例如, 一个高功率的 12 芯片单色 LED 器件能够输出 200 lm 的光能量, 所消耗的功率在 10 ~ 15 W 之间。

LED 光源应用非常灵活, 可以做点、线、面各种形式的轻薄短小产品; LED 的控制极为方便, 只要调整电流, 就可以随意调光, 不同光色的组合变化多端, 利用时序控制电路, 更能达到丰富多彩的动态变化效果。LED 已经被广泛应用于各种照明设备中, 如电池供电的闪光灯、微型声控灯、安全照明灯、室内楼梯和室外道路照明灯, 以及建筑物照明灯。

白光 LED 的出现, 是 LED 从标识功能向照明功能跨出的实质性一步。白光 LED 最接近日光, 更能较好地反映照射物体的真实颜色, 所以, 从技术角度看, 白光 LED 无疑是 LED 最尖端的技术。目前, 白光 LED 已开始进入一些应用领域, 应急灯、手电筒、闪光灯等产品相继问世。但是, 由于价格十分昂贵, 故而难以普及。白光 LED 普及的前提是价格下降, 而价格下降必须在白光 LED 形成一定市场规模才有可能, 毫无疑问, 两者的融合最终有赖于技术进步。

### 3) LED 灯的分类

① LED 灯按发光管发光颜色分。按发光管发光颜色可分成红色、橙色、绿色 (又细分黄绿、标准绿和纯绿)、蓝光等。另外, 有的发光二极管中包含两种或三种颜色的芯片。

根据发光二极管出光处掺散射剂还是不掺散射剂、有色还是无色, 上述各种颜色的发光二极管还可分成有色透明、无色透明、有色散射和无色散射四种类型。散射型发光二极管可做指示灯用。

② LED 灯按发光管出光面特征分。按发光管出光面特征可分为圆形、方形、矩形、面发光管、侧向管、表面安装用微型管等。圆形灯按直径分为  $\phi 2$  mm、 $\phi 4.4$  mm、 $\phi 5$  mm、 $\phi 8$  mm、 $\phi 10$  mm 及  $\phi 20$  mm 等。国外通常把  $\phi 3$  mm 的发光二极管记做 T-1; 把  $\phi 5$  mm 的记做 T-1 (3/4); 把  $\phi 4.4$  mm 的记做 T-1 (1/4)。

③ LED 灯按发光强度角分布图来分有三类:

- 高指向型。一般为尖头环氧封装或带金属反射腔封装, 且不加散射剂。半值角为  $5^{\circ} \sim 20^{\circ}$  或更小, 具有很高的指向性, 可做局部照明光源用, 或与光检出器连用以组成自动检测系统。
- 标准型。通常做指示灯用, 其半值角为  $20^{\circ} \sim 45^{\circ}$ 。
- 散射型。这是视角较大的指示灯, 半值角为  $45^{\circ} \sim 90^{\circ}$  或更大, 掺入散射剂的量较大。

④ LED 灯按发光二极管的结构分。按发光二极管的结构分有全环氧包封、金属底座环氧封装、陶瓷底座环氧封装及玻璃封装等结构。

⑤ LED 灯按发光强度和工作电流分。按发光强度和工作电流分有普通亮度的 LED (发光强度为 100 mcd), 高亮度的 LED (发光强度在 10 ~ 100 mcd 之间)。一般 LED 的工作电流在十几毫安至几十毫安, 而低电流 LED 的工作电流在 2 mA 以下 (亮度与普通发





光管相同)。

除上述分类方法以外,还有按芯片材料分类及按功能分类的方法。

#### 4) 国内 LED 技术的进展

近几年,LED 的发光效率增长 100 倍,成本下降 10 倍,广泛用于大面积图文显示全彩屏、状态指示、标志照明、信号显示、液晶显示器的背光源、汽车组合尾灯及车内照明等方面。在 LED 光源及市场开发中,极具发展与应用前景的是白光 LED,它用做固体照明器件的经济性显著,且有利环保,正逐步取代传统的白炽灯,世界年增长率在 20% 以上,美、日、欧及中国台湾均推出了半导体照明计划。功率型 LED 以其优异的散热特性与光学特性更能适应普通照明领域,为替代荧光灯,白光 LED 必须具有  $150 \sim 200 \text{ lm/W}$  的光效,且每流明的价格应明显低于  $0.015 \text{ \$/lm}$  (现价约  $0.25 \text{ \$/lm}$ )。要实现这一目标仍有很多技术问题需要研究,按固体发光物理学原理,LED 的发光效率近似 100%,因此,LED 被誉为 21 世纪新光源,有望成为继白炽灯、荧光灯、高强度气体放电灯之后的第四代光源。要实现白光 LED 具有  $150 \sim 200 \text{ lm/W}$  光效的目标必须从以下两方面努力:

① 不断改进工艺;

② 同时开发新材料,改进产品结构。

要达到发光效率  $200 \text{ lm/W}$ ,必须经过革命性变革。当今发光效率最高的光源是镭射:传统的镭射和新型垂直空腔表面辐射镭射 (VCSEL)。两者的对外量子效率为  $65\% \sim 70\%$ ,在波长  $800 \sim 1000 \text{ nm}$  范围内的转换效率达到 55% 以上。如果能够把波长范围扩展到可见光,就可以设计出一种新光源,它在  $470 \sim 620 \text{ nm}$  范围内发出 30 nm 宽的 6 种颜色光。这种灯具有如下特殊性能:

① 颜色范围。可以覆盖色度坐标图的  $80\% \sim 90\%$ ,优于 NTSC 电视标准,显色性接近于白炽灯。

② 调光性能。可以采用数码控制电路调节颜色和光强,调节时发光效率不降低。

③ 光分布。镭射光便于校准为平行光,其有效光分布优于各种同性的 LED。

④ 减少光分布损失。LED 灯可以满足相应低压钠灯半光通量的光分布规范。

⑤ LED 的芯片。LED 灯是一种点状冷光源,而且其多次反射或折射的光学表面使 LED 芯片可以彼此紧密地靠近在一起,因此浪费的光很少,同时大大地消除了杂散光(光污染)。而镭射光源可以进一步简化分配设计,进一步降低能源消耗。

#### 5) 国外 LED 技术的进展

美国波士顿的 Photonics Research 研究中心,报道了 LED 技术方面的进展,声称光效要达到  $330 \text{ lm/W}$ 。被称做 photon-rectling 的半导体光源,发出蓝、黄两种波长的光,所发出的光能使人感到是白色的光。这种光效与目前市场上的 LED 比,要高 10 倍甚至更高。

OSRAM OS 公司已经开发出一种薄型的 LED,称做 Market LED。这款产品只有 6 mm 高,沿边安装的 LED 将光射入一个导光材料,将光均匀地分布表面。采用这种模块可以生产出作为走廊、剧场或影院的座号的定向照明。模块的功耗从一瓦到几瓦不等,取决于模块的大小,此种模块基本上不发热。

随着新材料及半导体工业技术的发展,自 1994 年起以新型可见光材料 InGaAlP 和 InGaN 为主流,实现了 LED 的高亮度、多色化,加之封装技术的改进,显示信息大型化,出现了 LED 产品新的应用领域,带来了更多的市场商机。这些产品使得 LED 应用由室内使用提升



到户外使用,能在阳光强烈的场合下清晰显示,发光效率极高,发光强度超过 1000 mcd,同时满足了全彩色显示和便携产品低功耗要求,这些先进的 LED 包括以下几种。

① 蓝色、绿色 LED。蓝色 LED 材料有碳化硅 (SiC)、氮化镓 (GaN) 及铟氮镓 (In-GaN) 三元材料等。采用 InGaN/AlGaIn 结构制成的蓝色 LED 峰值波长为 470 nm,法向发光强度达到 2 000 mcd,绿色 LED 峰值波长为 520 nm,法向发光强度可达 5 000 mcd,其中还有峰值波长 500 nm 的蓝绿色 (交通绿) LED。在蓝色发光的基础上,封装时在其芯片上添加几毫克的荧光物质转换成白色,白光 LED 是白炽灯的最佳替代品,价格虽比白炽灯贵,但不易破碎,更加省电,工作时几乎不发热,可以连续照明 10 多年。这些产品在日本、德国、美国及中国台湾等著名的光电子公司生产并推向市场。

② 新颖的四次元 LED。20 世纪 80 年代后期开发上市的 GaAlAs 材料,制成红色发光管,首先实现了超高亮度的要求,发光强度超过 1 000 mcd,但是光衰较大,因此应用范围受到限制。20 世纪 90 年代开发成功的 InGaAlP 四次元材料,制成的产品可以获得红、橙、黄、琥珀四种颜色,发光效率极高,并且高温性能很好,是户外使用的理想产品。

③ 开发的 LED 新品种主要有:

- 工作电流为 70 mA 的功率型 LED,能发出极强的光束,视角较大,一般为  $40^{\circ} \sim 70^{\circ}$ ,用于汽车标志灯。
- 贴片式 (SMD) LED 在小电流下工作,1 ~ 2 mA 的工作电流,可发出足够亮度的光,可节省便携式产品的耗电量。
- 恒压 LED,在 LED 封装时将电阻封装在内部,使用时不需限流电阻,一般工作在 12 V 以下,使用十分方便。同样在 LED 封装时放入一块集成电路,一般在 5 V 以下工作,工作时闪烁发光,可以作为状态显示,使用也很方便。
- 集群 LED 芯片、器件,组件于一体的 LED 发光模块,可实现特定的功能要求,利用 LED 多芯片的集群组成多彩色灯具。典型的红、绿、蓝三色可以组成全色灯,在三色中间交合处呈现白色光。

由于 LED 产业不断涌现新技术、新产品、新的应用,呈现了朝阳工业欣欣向荣的景象,相信在 21 世纪的头 15 年中,LED 产业会得到持续发展。制造厂商会在超高亮、全彩色技术方面扩张投资,提升产能,我国 (包括台湾和香港地区) 将成为世界 LED 的主要产地,5 年之后产值达到 100 亿元,超高亮度 LED 会以 30% 的速度增长,而传统 LED 也会以 5% ~ 10% 的速度增长。

目前许多色别的 LED 都达到烛光级水平,相信随着器件结构的改进,发光效率的飞速提高,今后 LED 发展的主流是照明光源,开始在一些领域取代白炽灯,并与其他光源互补、并存、共同发展。世界光电子产业的发展推动应用领域的变化和发展,相信随着 LED 产业的发展会有更多的资金投向 LED 的研究和生产,因此现有超高亮度、蓝色、绿色 LED 的技术为少数厂商垄断将会突破,预计产品成本会有大幅度的下降,从而促进市场再开发,应用再拓展。

可以相信,半导体发光技术不会被其他技术产品取代,而且会继续沿着原来的轨道向前发展。半导体照明由于技术的先进性和产品使用的广泛性,已经被认为是最有发展潜力的高技术领域之一。半导体照明产业具有明显的节能和环保的效果,也被认为是一个战略性的高技术产业。



#### 6) LED 产业的市场前景分析

近些年 LED 市场规模快速提升。2005 年中国 LED 的产量已经达到 262.1 亿只, 市场规模更是突破百亿元大关达到 114.9 亿元。

① LED 显示屏应用市场。我国 LED 显示屏市场起步较早, 市场上出现了一批具有很强实力的 LED 显示屏生产厂商。目前 LED 显示屏已经广泛应用于车站、银行、证券、医院。在 LED 需求量上, LED 显示屏仅次于 LED 指示灯名列第二, 占到 LED 整体销量的 23.1%。由于用于显示屏的 LED 在亮度和寿命上的要求高于 LED 指示灯, 平均价格在指示灯 LED 之上, 这就导致显示屏用 LED 市场规模达到 32.4 亿元, 超过指示灯位居榜首成为 LED 的主要应用市场。凭借着独特优势, LED 全彩显示屏广泛应用在体育场馆、市政广场、演唱会、车站、机场等场所。

② 中大尺寸、小尺寸背光源市场。LED 早已应用在以手机为主的小尺寸液晶面板背光市场中, 手机产量的持续增长带动了背光源市场的快速发展。特别是 2003 年彩屏手机的出现更是推动白光 LED 市场的快速发展。但随着手机产量进入平稳增长阶段, 以及技术提升导致用于手机液晶面板背光源 LED 数量的减少, 使得 LED 在手机背光源中用量增速放缓, 2005 年背光源用 LED 数量超过 12 亿只, 2005 年背光源市场规模超过 15 亿元。中大尺寸背光源市场虽为厂商新宠, 但在 2006 年还不能形成规模。

③ 汽车车灯市场。从整个 LED 应用市场看, 汽车应用市场还处于萌芽状态, 市场规模很小。LED 作为汽车车灯主要得益于低功耗、长寿命和响应速度快的特点。虽然 LED 目前还面临着单位瓦数流明低及相关政策的限制, 在进入汽车尾灯及前灯市场还需要一定的时间。但是随着成本性能比的下降及发光效率的提升, LED 将逐步实现从汽车内部、后部到前部的转移, 最终占据整个汽车车灯市场。凭借着汽车的巨大产能, LED 车灯市场面临着巨大的发展潜力。

④ 室内装饰灯市场。室内装饰灯市场是 LED 的另一个新兴市场。通过对 LED 电流的控制, LED 可以实现几百种甚至上千种颜色的变化。在现阶段讲究个性化的时代中, LED 颜色多样化有助于 LED 装饰灯市场的发展。LED 已经开始做成小型装饰灯, 装饰幕墙应用在酒店、居室中。2005 年室内装饰灯市场规模达到 1.58 亿元。

⑤ 景观照明市场。景观照明市场主要是以街道、广场等公共场所装饰照明为主, 由于 LED 功耗低, 在用电量巨大的景观照明市场中具有很强的市场竞争力。目前, LED 已经越来越多地应用到景观照明市场中, 2005 年中国景观照明市场规模超过 7 亿元, 景观照明市场在 2007 年达到 72% 的高增长率。北京、上海等地将建成一批 LED 景观照明工程, 这些工程在装饰街道的同时还将起到示范作用, 将会使 LED 景观照明从一级城市快速向二级、三级城市扩展。

⑥ 通用照明市场。对于 LED 进入通用照明市场, 白光 LED 除面临着诸如发光效率低、散热不好、成本过高等问题外, 还将面临光学、结构与电控等的整合, 以及 LED 照明产品通用标准的制定。解决上述问题需要很长一段时间。



## 1.3 照明灯具

灯具就是光源、灯罩及附件的总称。在现代照明中, 光源虽然是主要的, 但灯罩的作用



非常重要。灯罩起着固定和保护光源,控制并重新分配光在空间的分布,防止眩光等作用。

## 1. 灯具的分类

灯具的品种极其丰富,外形千变万化,性能千差万别,对灯具的分类方法也是多种多样,主要有以下几种。

① 按采用的电光源分类:把灯具分成白炽灯具、荧光灯具、高压气体放电灯具、LED灯具等。

② 按灯具的配光分类:把灯具分成直接照明型、全漫射照明型、全反射照明型、半间接照明型、间接照明型五类。

③ 按建筑物的安装情况分类:把灯具分成吸顶灯、吊灯、壁灯、嵌入式灯、地脚灯、庭院灯、自动应急照明灯、移动式灯、道路广场灯等。

④ 按灯具的使用场所分类:把灯具分成开启型灯具、闭合型灯具、密封型灯具、防爆型灯具、安全型灯具、防振型灯具等。

⑤ 按安装方式分类:把灯具分成嵌入式、移动式和固定式三种。

⑥ 按用途方式分类:把灯具分成民用灯具、建筑灯具、工矿灯具、投光照明灯具、公共场所灯具、嵌入式灯具、船用荧光灯照明灯具、道路照明灯具、汽车/摩托车/飞机照明灯具、特种车辆标志照明灯具、电影/电视舞台照明灯具、防爆灯具、水下照明灯具。

## 2. 灯具的配光曲线

发光强度在空间的分布是灯具的重要特性,通常用曲线来表示,所以又叫配光曲线,配光曲线一般有三种表示方法:一是极坐标法,二是直角坐标法,三是等发光强度曲线。

### 1) 极坐标配光曲线

在通过光源中心的测光平面上,测出灯具在不同角度的发光强度值。从某一方向起,以角度为函数,将各角度的发光强度用矢量标注出来,连接矢量顶端的曲线即为极坐标配光曲线。如果灯具是有旋转对称轴的,则只需用通过轴线的一个测光平面上的发光强度分布曲线就能说明其发光强度在空间的分布,如果灯具在空间的光分布是不对称的,则需要若干测光平面的发光强度分布曲线才能说明其发光强度的空间分布状况。

### 2) 直角坐标配光曲线

对于聚光型灯具,由于光束集中在十分狭小的空间立体角内,很难用极坐标来表达其发光强度的空间分布状况,就采用直角坐标配光曲线表示法,以横轴表示发光强度,以纵轴表示光束的投角。如果是具有对称旋转轴的灯具,则只需一条配光曲线来表示;如果是不对称灯具,则需多条配光曲线来表示。

### 3) 等发光强度曲线

将发光强度相等的矢量顶端连接起来的曲线称为等发光强度曲线,将相邻等发光强度曲线的值按一定比例排列,画出一系列的等发光强度曲线所组成的图称为等发光强度曲线图,常用的图有圆形网图、矩形网图与正弧网图。由于矩形网图既能说明灯具的发光强度分布,又能说明光量的区域分布,所以目前投光灯具采用的等发光强度曲线图都是矩形网图。



### 3. 灯具的应用

① 深照型灯具和特深照型灯具, 由于它们的光线集中, 适用于高大厂房或要求工作时高照度的场所。这种灯具配有镜面反射罩, 并以高压钠灯、金属卤化物灯、高压汞灯作光源, 能将光线控制在狭小的范围内, 获得很高的轴线发光强度。在这种灯具照射下, 水平照度高, 阴影很浓。

② 石英灯也叫射灯, 是一种轻型的投光灯灯具, 主要用于重点照明, 因此多数是窄光束配光, 并且能自由转动, 随意选择方向。射灯装在内设电源线的导轨上, 灯具可以沿轨道滑动, 灵活性较大, 非常适合商店、展览馆的陈列照明。

③ 筒灯一般是嵌入式灯具, 将灯具嵌入在吊顶内, 这种安装不会打破吊顶的装饰效果, 而且它有较好的下射配光, 能形成各式各样的光分布, 具有很好的防眩光效果, 能创造安静幽雅的环境气氛, 一般用在酒楼、宾馆、家庭的客厅等处。

④ 荧光灯支架是一种均匀配光型直接照明灯具, 它能产生均匀照明的效果, 不容易产生阴影。敞开式荧光灯支架光效高, 但有眩光, 对保护视力不利。配有棱晶罩的灯具光效有所下降, 但几乎没有眩光。荧光灯光效高, 因此广泛用于商店、图书馆、学校、办公楼、银行等处。如果将荧光灯管组成一定的几何图案 (如正方形、菱形、正三角形、正五边形等) 安装在大厅里 (营业厅、候车厅等), 会产生良好的艺术照明效果。

⑤ 格栅灯盘, 也是一种荧光灯灯具, 与荧光灯支架不同的是它采用了高效反光罩, 把光线控制在一定的范围内, 提高了光的利用率, 同时设遮光格栅来遮蔽光源, 减少灯具的直接眩光。格栅灯具有嵌入式和吸顶式两种安装方式, 它主要用于办公室、图书馆、商店等处。

### 4. 灯具的功能

灯具的基本功能是提供与光源的电气连接, 此外还有许多其他重要的功能。大部分光源全方位地发射光线, 这对大多数应用而言是浪费的, 并由此造成眩光。因此, 对大多数灯具而言, 调整光线到预期方位, 同时把光损失降至最低, 减少光源的眩光, 拥有令人满意的外形及强化灯点燃与未点燃环境的装饰性也是灯具功能。灯具必须是耐用的, 且能为光源, 如有必要, 有时也为控制电气附件提供一个电气、机械及热学上的安全壳体。

① 光源的防护: 光源除需要电气连接以外, 还必须有机机械支撑并要受到防护, 防护程度视要求而定。

② 适宜的机械性能: 灯具部件必须有足够强的机械强度, 从而确保在安装和使用时有适当的耐久性, 同时有充分强的悬挂强度, 金属部件必须有足够的耐腐蚀能力。

③ 壳体要求: 室外用灯具必须有严格的防尘和防水要求, 而对某些特殊要求的室内灯具也要提供防护, 以抵御水和尘埃的侵入。使用防护等级代码划分灯具外壳的防护等级。IP 防护等级是由两个数字所组成的, 第一个数字表示灯具防尘、防止外物侵入的防护等级 (接触物保护、外来物保护等级); 第二个数字表示灯具防湿气、防水侵入的密闭程度 (防水保护等级); 数字越大, 表示其防护等级越高。IP (International Protection) 灯具防护等级见表 1-4、表 1-5。



表 1-4 灯具防尘、防止外物侵入的防护等级

标示数字	防护等级	定义
0	没有防护	对外界的人或物无特殊防护
1	防止大于 50 mm 的固体物体侵入	防止人体（如手掌）因意外而接触到灯具内部的零件。防止较大尺寸（直径大于 50 mm）的外物侵入
2	防止大于 12 mm 的固体物体侵入	防止人的手指接触到灯具内部的零件。防止中等尺寸（直径大于 12 mm，长度大于 80 mm）的外物侵入
3	防止大于 2.5 mm 的固体物体侵入	防止直径或厚度大于 2.5 mm 的工具、电线或类似的细小外物侵入而接触到灯具的内部零件
4	防止大于 1.0 mm 的固体物体侵入	防止直径或厚度大于 1.0 mm 的工具、电线或类似的细小外物侵入而接触到灯具的内部零件
5	防尘	完全防止外物侵入。虽不能完全防止灰尘侵入，但侵入的灰尘的量并不会影响灯具的正常操作
6	尘密	完全防止外物侵入，且可完全防止灰尘侵入

表 1-5 灯具防湿气、防水侵入的防护等级

标示数字	防护等级	定义
0	没有防护	对外界的人或物无特殊防护
1	防止滴水侵入	垂直滴下的水滴（如凝结水）对灯具不会造成有害影响
2	倾斜 15°时仍可防止滴水侵入	当灯具由垂直倾斜至 15°时，滴水对灯具不会造成有害影响
3	防止喷洒的水侵入	防雨或防止与垂直的夹角小于 60°的方向所喷洒的水进入灯具造成损坏
4	防止飞溅的水侵入	防止各方向飞溅而来的水进入灯具造成损坏
5	防止喷射的水侵入	防止来自各方向由喷嘴喷射出的水进入灯具造成损坏
6	防止大浪的侵入	装设于甲板上的灯具，防止因大浪的侵袭而浸水造成损坏
7	防止浸水时的水侵入	灯具浸在水中一定的时间或水压在一定的标准以下能确保不因进水而造成损坏
8	防止沉没时的水侵入	灯具无限期地沉没在指定水压的状况下，能确保不因进水而造成损坏

④ 电气要求：灯具也可根据保护使用者防电击的方式进行分类。类型 1 的灯具基本绝缘，所有的金属体都与一个接地端子连接，该端子用来与供电中的接地系统相连接。类型 2 的灯具防护由双重绝缘下工作的两线照明电路提供。类型 0 的灯具不接地，仅有普通绝缘措施。各种电器元件和电线都必须在安全情况下工作。

⑤ 热要求：各部件的工作温度不能超过欧洲标准 EN60598（英国出版的 BS4533、BSI1981—1990）所规定的数值。热耐久性试验是在比额定环境温度高 10℃、开关循环交替，过电压为 5%～10% 的条件下工作 7 天。试验时间和过电压值视光源和控制电器的类别而定。

⑥ 标志要求：必须有生产厂家的标识、供电电压、额定功率、分类、额定最高温度等。标志必须耐久，制作方法经得起试验。

⑦ 测试：新设计产品在工厂投产以前要进行一整套的测试项目，包括机械测试、外壳测试、电气测试、热测试和光度学测试。

5. 灯用电气附件

为保证不同类型电光源（白炽灯和气体放电灯）在电网电压下正常、可靠地工作而配置的电气器件统称为灯用电气附件。灯用电气附件按用途分类见表 1-6。

表 1-6 灯用电气附件按用途分类

灯用电气附件	灯用变压器	低压普通白炽灯和卤钨灯变压器 霓虹灯用变压器（含冷阴极灯）
	镇流器	荧光灯镇流器（含自镇流荧光灯） 高强度气体放电灯用镇流器
	启辉器	荧光灯启辉器
	触发器	高强度气体放电灯触发器
	电容器	功率因数补偿；抗干扰；与镇流器配合稳定工作电流
	灯用特殊电源	短弧氙灯直流电源 发光二极管电源
	其他	热保护器和其他电气控制器件

灯用电气附件按工作原理分类见表 1-7。

表 1-7 灯用电气附件按工作原理分类

灯用电气附件	灯用变压器	铁芯（干式）变压器 电子型变压器
	电感镇流器	阻抗型（铁芯型）电感镇流器 谐振式（铁芯型、恒功率）镇流器 （LC 超前顶峰式镇流器） 半谐振式（铁芯型）镇流器 漏磁升压式（铁芯型）镇流器
	电子镇流器	荧光灯电子镇流器 高强度气体放电灯电子镇流器 （HID 电子镇流器）
	启辉器、触发器	荧光灯启辉器 电子触发器 机械振子触发器
	电容器	功率因数补偿；抗干扰；与镇流器配合稳定工作电流

6. 灯具的机械附件

1) 灯头

在灯具的结构中，固定光源并使其与灯座相连接的部件称为灯头。灯头分为：



- ① 螺口式灯头。用圆螺纹与灯座进行连接的灯头，用“E”标志。
- ② 插口式灯头。用插销与灯座进行连接的灯头，用“B”标志。
- ③ 插脚式灯头。用插脚与灯座进行连接的灯头，用“G”（对双插脚与多插脚灯头）或“F”（对单插脚灯头）标志。

## 2) 灯座

保持灯的位置和使灯头与电源相连接的器件。防潮灯座是供潮湿环境和户外使用的灯座。这种灯座在使用时其性能不受雨水和潮湿气候的影响。

## 7. 照明装置的安全性

根据照明装置所涉及的有关设计和结构，照明装置可以分为以下三大类：

- ① 具有抗电击安全保护特性的照明装置。
- ② 具有抗外界物体进入特性（如防灰尘、防潮特性）的照明装置。
- ③ 安装表面具有抗燃特性的照明装置。

IEC 对照明装置的安全性分为四类，分别如下：

① 0 类的表示符号为□。这类照明装置是电绝缘的，没有接地。装置的外壳可以由绝缘材料制成，从而部分或整体形成照明装置的绝缘功能；这类照明装置的外壳也可以由金属材料制成，但是其中的电路带电部件需和外壳绝缘。对于 0 类照明装置，可以对其中的带电部件实行强制性绝缘或双重绝缘。

② 1 类的表示符号为⎓。对 1 类照明装置，除了被电绝缘的元件外，同时也提供了接地（用符号⎓表示），并且这个接地部分对照明装置的外露金属部件进行了连接，以确保外露金属部件在带电的情况下能实现保护功能。对照明的供电接线端子也应同时提供接地端子。

③ 2 类的表示符号为⏏。对 2 类照明装置的外露金属部件应确保不带电，这既可以通过双重绝缘也可以通过接地的方法实现。

④ 3 类的表示符号为⏏。这类照明装置在极低电压供电时也能确保安全工作，不会对周围环境造成危害。最常用的应用情况就是低交流电供电的应用场合（如 42 V）。对这类照明装置可以不用提供接地保护。

为了确保电子产品的安全性，在欧洲国家范围有一种叫 CE 的认证，CE 是“Conformité-Europeenné”的缩写，表示在欧洲国家范围内流通产品一致性的最基本的要求，以确保市场监管部门有效地监控有关产品的性能指标。电光源产品要受到电磁兼容（EMC）和低电压电子产品监控部门的监控，CE 主要针对与电子产品的安全性有关的内容。

电光源产品在投入市场时应满足安全性、EMC 和电性能的有关技术标准要求，并应通过有关技术认证部门的技术认证。

根据 IEC 的要求，照明装置的供电电压应在额定供电电压的  $-8\% \sim +6\%$  范围内变化。如果电源供电电压范围变化过大，则会产生以下几种结果：

① 如果照明装置的供电电压过低，则会降低电光源的输出光通量；色漂移；在极端情况下产生照明装置的启动困难。

② 如果照明装置的供电电压过高，则会降低电光源的使用寿命；降低照明控制装置的使用寿命；色漂移；功耗增加；在极端情况下会产生安全问题。





## 1.4 LED 绿色照明工程

“绿色照明”是20世纪90年代初提出的照明领域的新方针,它是从节约能源、保护环境的角度提出来的。美国环保局于1991年提出了绿色照明和有关计划,并积极付诸实施,几年来取得了显著成效。随后得到了联合国和世界上众多国家的关注,并制订了相关计划。

我国对节约能源十分重视,为照明领域的节能也进行了很多工作。国家经贸委1993年开始把照明节能提到了能源、环境与经济协调发展的战略高度,放在资源节约工作的优先位置,并于1994年开始组织制定中国绿色照明工程计划,于1996年正式制定了《中国绿色照明工程实施方案》,正式组织试点和实施。

实施绿色照明的宗旨,是要在我国发展和推广高效照明器具,节约照明用电,建立优质高效、经济舒适、安全可靠、有益环境和改善人们生活质量,提高工作效率,保护人民身心健康的照明环境,以满足国民经济各部门和人民群众日益增长的对照明质量、照明环境的更高要求和减少环境污染的需要。

### 1. 全面认识绿色照明的内涵和意义

不论是美国提出的“绿色照明计划”,还是我国制定的《中国绿色照明工程实施方案》,都有其明确的宗旨和目标,具有丰富的内涵。要实施我国的绿色照明工程方案,达到预期的目标,必须要使照明工程的设计、科研、生产维护专业人员,各行业、各地区、各企事业单位的管理者,对绿色照明工程有比较全面的认识 and 正确的理解,懂得它是一项综合性的系统工程,需要从多方面采取政策手段和技术措施才能奏效。

绿色照明工程要求人们不要简单地认为只是节能,而要从更高层次去认识,提高到节约能源、保护环境的高度,这样意义才更广泛、更深远。绿色照明工程要求的照明节能,已经不完全是传统意义的节能,这在我国《中国绿色照明工程实施方案》提出的宗旨中已经有清楚的描述,就是要满足对照明质量和视觉环境条件的更高要求,因此不能靠降低照明标准来实现节能,而是要充分运用现代科技手段提高照明工程设计水平和方法,提高照明器材效率来实现。

实施绿色照明工程,不能简单地理解为提供高效节能照明器材,高效的器材是重要的物质基础,但是还应有正确合理的照明工程设计。设计是统管全局的,对能否实施绿色照明要求起着决定作用;此外,运行维护管理也有不可忽视的作用,没有这一因素,照明节能的实施也不完整。

高效照明器材是照明节能的重要基础,但照明器材不只是光源,光源是首要因素,已经为人们认识,但不是唯一的。灯具和电气附件(如镇流器)的效率,对于照明节能的影响是不可忽视的,这点往往不为人们所注意。比如一台带漫射罩的灯具或一台带格栅的直管型荧光灯具,高效优质产品比低质产品的效率可以高出50%甚至100%,足见其节能效果。

高效光源是照明节能的首要因素,必须重视推广应用高效光源。但是有人把推广高效光源简单地理解为推广节能灯(而这里的节能灯是专指紧凑型荧光灯),这是很不全面的。因为光源种类很多,有不少高效的光源应予以推广。就能量转换效率而言,有和紧凑型荧光灯光效相当的(如直管型荧光灯),有比其光效更高的(如高压钠灯,金



属卤化物灯), 这些高效光源各有其特点和优点, 各有其适用场所, 绝非简单地用一类节能光源能代替的。

电光源的选择应以实施绿色照明工程为基点, 绿色照明工程旨在节约能源, 保护环境。其具体内容是: 采用高光效、低污染的电光源, 提高照明质量, 保护视力, 提高劳动生产率和能源有效利用率, 达到节约能源, 减少照明费用, 减少水电工程建设, 减少有害物质的排放和逸出, 达到保护人类生存环境的目的。真正的绿色照明的理想境界应从以下诸多方面考察。

① 无汞: 汞有毒, 污染环境后患无穷。

② 节能: 不仅照明要节电运行, 而且光源和灯具从原材料至成品的生产过程也应有利于节能。

③ 节材: 光源及其附件要节约耗用黑色金属、有色金属、稀有金属和非金属材料。

④ 环保的制造工艺: 排放无污染, 绿色生产工艺, 包括采用无毒、无溶剂树脂与密封材料, 提倡采用水溶性树脂。

⑤ 无有害的射线: 光源无紫外线成分等。

⑥ 长寿命: 耐用性好。

⑦ 对环境无电磁干扰: 运行时无高次谐波分量泄漏。

⑧ 对电网无伤害: 电抗分量小, 功率因数高, 启动时浪涌电流小。

⑨ 绿色废弃: 失效后废弃物可回收, 无环境污染后患。

按以上 9 项来分析, 绝大部分气体放电电光源 (无汞荧光灯除外), 包括第三代 HID 或更先进的 HID, 如果进行打分, 评分比 LED 要低得多, 甚至 LED 也不能得满分。由此可见, 绿色照明的理念不能只停留在节能和高光效上, 应该有一个综合性的全面评估的观点。因此, 真正实现绿色照明, 研究和开发的征途还很长, 这是一种挑战。

20 世纪末白光 LED 的出现吸引了各国政府及企业的热情关注, 成为光电子、照明工程技术领域中的一个热门。短短的五六年来, 白光 LED 的研发和应用取得举世瞩目的成绩。人们期望白光 LED 成为第四代新照明光源, 达到节能的绿色照明目的, 并且制成两个战略发展目标: 2005 年白光 LED 的光效达到 50 lm/W 以上, 开始部分取代白炽灯, 进入商业照明; 2010 年达到 100 lm/W 以上, 开始进入家庭照明; 2015 年达到 150 lm/W 以上, 成为通用照明主流光源。目前, 水平还有大的差距, 某些材料、器件和工艺还存在关键性问题, 有待人们攻克。

为了实现白光 LED 照明目标, 针对白光 LED 存在问题和发展方向, 需对大功率高效蓝光和紫外 LED 芯片、高效荧光粉、先进 LED 封装工艺、LED 灯具、价格、标准、知识产权战略等方面的发展方向进行评述, 指出在可用于照明的色温区域内, 实现高光通量、高光效、高显色指数和低成本, 以及色均匀的白光 LED 是其作为照明新光源用的主要发展方向。同时, 也应介绍我国在低色温白光 LED 中所取得的进展。

目前众所周知的白光 LED 与用做照明光源的白光 LED 的概念是有质的差异的。到目前, 国内外所研发和生产的白光 LED 还远不能达到照明光源的要求。应该利用和发挥我国在发展各类小型紧凑型荧光灯在世界所处的优势和先进技术, 抓住机遇, 在发展新固体光源中有所作为。

在白光 LED 照明灯中安装的 AC-DC 转换电路应适应 LED 电流驱动的特点。这个电源既



要有供 LED 所需的接近恒流的正向电流输出, 又要有高的转换率, 以保证 LED 安全可靠工作, 当然还要注意成本。

影响 LED 灯具可靠性的因素主要是 LED 器件和上述电气元器件。到目前还没有生产白光 LED 器件厂商提供器件失效率的详细资料或技术规范, 更没有照明光源用 LED 灯具的标准。

单个 LED 导热的克服, 并不等于 LED 灯具散热问题的解决, 随着大功率、大尺寸、高亮度 LED 芯片的发展, LED 器件和灯具的散热必须解决。

由于 LED 特殊结构导致的光特性不像白炽灯和荧光灯那样, 存在白光光色的不均匀性问题。组合成照明灯具后, 光色的均匀性又如何? 由若干 LED 组合成的“二次光源”的配光分布及构成 LED 灯具的光学系统如何满足照明光源要求是一个复杂的系统工程, 这是需要认真考虑和解决的。

白光 LED 是一新产品, 其灯具更不成熟, 不能套用以前发光二极管原有标准。LED 照明光源与其他光源的原理、器件和灯具的结构、性能等完全不同, 为了更好地适应固体照明光源的发展, 应尽快地成立白光 LED 光源标准委员会, 制定相关的标准。在这方面, 海峡两岸可以充分合作, 共同开展 LED 的技术指标、检测技术及标准制定等工作。

## 2. 研发照明用 LED 的技术关键

LED 照明目前还只能用于一些特殊场合。广泛使用的照明光源应该是白光 LED, 而目前国内外已研制成的白光 LED 光效还不够高, 功率也不够大, 价格较贵。如果要求全面取代目前普遍使用的白炽灯或荧光灯, 尚有一些技术上的难题需研究解决。

① 发光效率问题。提高 LED 的发光效率最主要的方法是改进半导体发光材料与 LED 芯片的结构和制造工艺。由于这部分工作需要扎实的理论研究基础和先进的半导体工艺设备, 开展这方面研究工作不太容易。

② 高功率问题。作为照明, 单个 LED 输出的光通量必须足够大, 欲加大 LED 的光通量, 首先必须注入足够的电功率。但 LED 芯片的温升不能过高, 否则各项性能特别是使用寿命会受到很大的影响。显然, 设计较大输入功率的 LED 器件和灯具, 除需用面积较大的 LED 芯片外, 还必须有良好的散热结构。现在国外一些著名公司已设计研制了一些特殊的 LED 器件结构, 并已获得了较好的效果。

③ 由于通常的 LED 发出的光相对集中于一个较小的立体角范围内, 一般灯具中的反射器就不再是必要的光学组件, 而往往用透镜作为准直光学组件。例如, 用凸透镜或菲涅耳透镜产生平行光束。然后, 用枕形透镜、楔形棱镜等使光束重新扩散、偏折产生满足各种照明灯标准要求的光分布。这就要求对 LED 照明灯具进行独特的二次光学系统设计。

④ 由于 LED 照明需由多个 LED 组成, 其参数离散性也是一个技术问题。除了通过预选、分类, 尽量保证一致性以外, 还必须设计合理的灯具结构 (包括 LED 的排列和位置布局) 和研究合适的驱动器, 防止偶尔产生的能量集中而烧毁部分 LED。

⑤ 此外, 由于多个 LED 组成一只照明灯具时, 免不了对 LED 进行并联、串联。而在使用过程中只要有一个 LED 短路或开路, 都将会导致整小片或整条 LED 熄灭, 影响照明效果。为此, 必须研究简单而廉价的保护电路, 使这种不良影响降至最低限度。

⑥ 鉴于 LED 对散热条件的要求较高, 如果 LED 结温超过标准限定值, 将导致不可恢复性发光强度衰减。因此, 除使用时要有足够的散热措施外, 还必须要有合理的电路设计和电路



布局,尽量使LED保持良好的工作状态,充分发挥它的长寿命优点。

虽然白光LED最终会提供超级的光学控制、节能及超长的使用寿命,但除去新闻及即将发布的产品宣传外,当前白光LED的真实优势确实很少。撇开白光LED欲取代的荧光灯不谈,目前白光LED提供的输出光通量虽然高于前一代,但其功率还是远低于传统灯泡。

白光LED可以置入小型照明产品中,当然,需要解决灯具的热传递问题,否则会造成永久性伤害或发生失效。这种小型应用对于满足生产商需求或突显重点区域方面,具有极大的潜力。虽然提供的环境照明水平比较低,但它营造的效果非常生动、美妙。

对于比较重视视觉效果的用户来说,照明产品中的白光LED确实有一种冷色调的蓝色外观。这种对比太过强烈或是产品外观冷色调太强,相对于传统灯泡的暖色外观而言,它都是一个较大的冲击。

如果要求白光LED精确地演示色彩,那可能就需要增加成本,因为具有高度显色性的白光LED价格较高。当前电子行业生产的优质单色产品,还是需要与白炽灯或荧光灯配合才能达到灯光质量完美的一致性。成百上千个白炽灯或荧光灯可串在一起,不会发生色彩变异现象,目前LED还不能实现。

LED照明有一些比较突出的特色,但它还没有完全发挥其潜力。作为电子配件,希望再过数年它能在光输出性能方面有较大的提升,还期望它能与其他光源相同,在与功率相关的光输出方面能够有一些行业界定。

### 3. 研制和推广应用高效优质照明器材

光源是节能的首要因素,而光源节能又取决于发光效率,但是光源并不是唯一因素。如果一种高光效的光源,它的其他性能不佳,必将影响甚至无法发挥其节能效果。这些性能主要有显色指数、使用寿命、调光性能等,例如,低压钠灯的光效远远高于其他高效光源,但由于它的显色指数太低,以至于在很多场所不能使用,至今仅能应用在高速公路。

推广应用新型高效光源,有一定阻力和困难,一是认识上和观念上跟不上;二是某些新光源的质量和可靠性还存在一些问题,特别是紧凑型荧光灯更为明显;三是多数新型高效光源价格较高,增加了建设投资或使用者的费用。新光源需要提高可靠性,提高使用寿命,降低光通量衰减,近年来主管部门做了很多工作,调整光源生产结构,扩大高效光源产量,引进先进技术,提高光源水平。关于新光源价格,固然有降低成本的问题,但更主要还是新光源的可靠性问题,为此,将几种光源的价格折算到每1 000 lm光通量、每1 000 h使用寿命后做对比,是比较切合实际的。当然这种对比还不够公平,因为还没有考虑显色指数等重要指标。

在照明器材中,灯具是除光源外的第二要素,而且是容易为人们所不重视的因素。目前应重要解决两个课题:一是研制高效优质系列完善的灯具;二是要正确合理选用灯具。

#### 1) 研制高效优质系列完善的灯具

研制高效优质系列完善的灯具是灯具研究生产企业的任务,10多年来我国从基础到应用的研究,通过技术引进,开发了一大批与新光源发展相配套的灯具,有很大进步。但总体来说,灯具的科研队伍很小,灯具生产企业规模小,和国外先进水平相比,尚有不少差距。目前的主要任务是:

① 提高灯具效率,现在市场上有些灯具效率仅有0.3~0.4,光源发出的光能,大部分被吸收,能量利用率太低。要提高效率,一方面是要有科学的设计构思和先进的设计手段,



运用计算机辅助设计 (CAD) 来计算灯具的反射面和其他部分; 另一方面要从反射罩、漫射罩和保护罩的材料等方面加以优化。

② 提高灯具的光通量维持率, 从灯具的反射面、漫射面、保护罩、格栅等的材料和表面处理上下工夫, 使表面不易积尘、腐蚀, 容易清扫, 采取有效的防尘措施。有防尘、防水、密封要求的灯具, 应经过试验达到规定的防护等级 (IP 等级)。

③ 提供配光合理、品种齐全的灯具, 应该有多种配光的灯具, 以适应不同体形的空间, 不同使用要求 (照度、均匀度、眩光限制等) 的场所需要。

④ 提供与新型高效光源配套、系列较完整的灯具。现在有一些灯具是借用类似光源的灯具, 或者几种光源共用灯具。要达到高效率、高质量, 应该按照光源的特性、尺寸专门设计配套的灯具, 形成较完整的系列。

## 2) 正确合理选用灯具

有了高效的灯具, 还不是问题的全部, 还必须正确应用。因为虽然灯具效率高, 解决了把光源的光通量最大限度发散出灯具以外, 但要让光更多地照射到视觉需要的工作面上, 还必须提高光通量的利用系数, 这是照明工程设计者的任务。利用系数取决于灯具效率、灯具配光与房间体形的适应状况, 还和室内各表面 (墙、顶棚、地面、设备、家具等) 材料的反射比有关。选用的灯具配光特性要和房间体形适应, 以提高利用系数。直接型灯具配光粗略分为三类, 即宽配光、中配光、窄配光。对于面积大而灯具悬挂高度较小的房间, 应选用宽配光灯具, 可获得较高灯具效率, 灯具发出的直射光绝大部分能直接照射到工作面上; 面积小而灯具悬挂高度较大的房间, 如果用宽配光灯具, 则导致相当一部分直射光照射到墙面和窗上, 降低了光通量利用率, 所以宜选用窄配光灯具。

灯具的选用还要处理好能源效率与装饰性的关系。当前, 在民用建筑中乃至一部分工业建筑中, 照明设计有一种偏向, 强调了灯具的装饰性能, 而忽视了灯具效率和光的利用系数, 造成过大的能源消耗, 而得不到良好的照明效果。若只按装饰要求去设计照明, 选用灯具时较少考虑照明效率, 对实施绿色照明工程很不利。这些应该采用审查照明设计资格, 制定各类场所照明能量标准等措施去解决。

## 3) 电气附件

电气附件对照明节能有一定影响, 其中气体放电灯的镇流器是影响最大的。例如, 直管型荧光灯的电感镇流器自身功耗约为灯管功率的 23% ~ 25%, 有的低质量产品, 据检验达到 30%, 而国外有一些低功耗镇流器可达 12% ~ 15%, 提高镇流器的质量, 对节能很有意义。

节能的高频电子镇流器在 20 年前已进入市场, 近年来推广很快, 我国研制生产也有 12 年的历史。电子镇流器自身功耗大大降低, 而且它使灯管能在高频条件下工作, 使灯管光效提高近 10%, 从而使整个荧光灯系统 (灯管加镇流器) 的效率提高 18% ~ 25%。此外, 它还有一系列的优点: 灯管在高频下工作, 放电更稳定, 没有闪烁, 对青少年学生、连续工作者的视力保护很有利; 没有噪声; 功率因数高; 可以实现调光; 节省铜、钢等材料, 降低重量和体积等, 所以它是实施绿色照明应予以推广的产品。

随着电子技术的应用, 将有更多的电气、电子产品, 如高频发生器、电磁感应装置、直流型荧光灯用整流及控制器、调光器等不断出现, 这些都将按照绿色照明的要求, 降低电磁污染, 提高能源效率, 以求更快发展。



#### 4. 照明设计对绿色照明的意义

设计是实施绿色照明的关键因素，整体方案都在设计中确定。在建筑设计单位，照明设计和电气设计属同一专业，其专业技术人员在学校就是学建筑电气、供配电、电力系统、自动化等专业的，几乎没有学照明专业的人才，都是在工作中学习和培养的。不少人对供配电、自动化很熟练，而对照明研究不深，使部分照明设计达不到预期目标。特别是一些装饰公司承担照明设计的，专业人员更显缺乏。这是全面实施绿色照明的一个缺陷，有待逐步改善，加强照明设计的措施有：

① 制定照明设计标准，如照明节能标准、建筑照明设计标准等，强化对设计的指导和规定。

② 强化设计在照明工程中的作用，逐步实行照明设计资质分级认证制度，如对2008年奥运体育场馆及大型重要工程实行资质认证，加强对重大工程的设计论证和审查制度。

③ 强化设计人员培训，有组织地系统化进行绿色照明、照明设计基础及应用的知识培训，使一部分工程师具有这个领域较高的水平。

④ 从教育入手，研究在高校设立照明工程专业的可能性，培养照明工程专业人才。

⑤ 研究建立照明工程研究和设计单位的可能性，使其在照明工程领域发挥骨干和示范作用，推动照明技术的发展。

# 第2章 LED 固态光源



## 2.1 LED 的发光原理及主要参数

### 2.1.1 LED 的发光原理及发光效率

#### 1. 半导体学基础

自然界中存在着各种各样的物质，它们可以是气体、液体或固体。这里主要讨论可以制作光电器件的固体半导体材料。固体，按其原子排列来说，可以分成晶体与非晶体两类，按导电能力，则可分成导体、绝缘体和介于二者之间的半导体三种。

不同材料的电阻率有很大的差别。通常把电阻率在  $10^{-6} \sim 10^{-3} \Omega \cdot \text{cm}$  范围内的物质称为导体（如银、铜、铝、铁等金属）；把电阻率在  $10^{12} \Omega \cdot \text{cm}$  以上的物质称为绝缘体（如塑料、陶瓷、橡皮、石英玻璃等）；电阻率介于导体和绝缘体之间的物质则称为半导体。

##### 1) 半导体能带理论

半导体的电阻温度系数一般是负的，它对温度的变化非常敏感。根据这一特性，制作了许多半导体热检测元件。半导体的导电性能可受极微量杂质的影响而发生十分显著的变化，如纯硅在室温下的电导率为  $5 \times 10^{-6} \Omega^{-1} \text{cm}^{-1}$ ，当掺入硅原子数的百万分之一的杂质时，其纯度虽仍高达 99.999 9%，但电导率却上升至  $2 \Omega^{-1} \text{cm}^{-1}$ ，几乎增加了一百万倍。此外，随着所掺入的杂质的种类不同，可以得到相反导电类型的半导体。如在硅中掺入硼可得到 P 型半导体，掺入锑可得到 N 型半导体。

半导体的导电能力及性质会受热、光、电、磁等外界作用的影响而发生非常重要的变化。例如，沉积在绝缘基板上的硫化镉层不受光照时的阻抗高达几十甚至几百兆欧，而一旦受到光照，电阻就会下降到几十千欧，甚至更小。

常见的半导体材料有硅、锗、硒等元素半导体，砷化镓（GaAs）、铝砷镓（GaAlAs）、碲化铋（Insb）、硫化镉（CdS）和硫化铅（PbS）等化合物半导体，还有如氧化亚铜的氧化物半导体，如砷化镓-磷化镓固熔体半导体，以及有机半导体、玻璃半导体、稀土半导体等。利用半导体的特殊性质，制成了热敏器件、光电器件、场效应器件、体效应器件、霍尔器件、红外接收器件、电荷耦合器件及各种二极管、三极管、集成电路等半导体器件。

为了解释固体材料的不同导电特性，人们从电子能级的概念出发引入了能带理论，它是半导体物理的理论基础。应用能带理论可以解释发生在半导体中的各种物理现象和各种半导体器件的工作原理。



原子是由一个带正电的原子核与一些带负电的电子所组成的，这些电子环绕着原子核在各自的轨道上不停地运动着。根据量子论，电子运动有下面三个重要特点。

① 电子绕核运动具有完全确定的能量，这种稳定的运动状态称为量子态。每一电子态所取得的确定能量称为能级。原子中 14 个电子分别有 14 种不同的量子态，分布在离原子核远近不同的三层轨道上。最里层的量子态，电子距原子核最近，受原子核束缚最强，能量最低。越外层的量子态，电子受原子核束缚越弱，能量越高。电子可以吸收能量从低能级跃迁到高能级上去，电子也可以在一定的条件下放出能量重新落回到低能级上来，但不可能有介于各能级之间的量子态存在。

② 由于微观粒子具有粒子与波动的两重性，因此，严格说原子中的电子没有完全确定的轨道。但为方便起见，我们仍用“轨道”这个词，这里的“轨道”所代表的是电子出现概率最大的一部分区域。

③ 在一个原子或原子组成的系统中，不能有两个电子同处于一个量子态，即在每一个能级中，最多只能容纳两个自旋方向相反的电子，这就是泡利不相容原理。此外，电子首先填满低能级，然后依次向上填，直到所有电子填完为止。

## 2) 晶体中电子的能带

物质是由原子组成的，原子以一定的周期重复排列所构成的物体称为晶体。当原子结合成晶体时，因为原子之间的距离很近，不同原子之间的电子轨道（量子态）将发生不同程度的交迭。当然，晶体中两个相邻原子的最外层电子的轨道重叠最多。这些轨道的交迭，使电子可以从一个原子转移到另一个原子上去。结果，原来隶属于某一原子的电子，不再是此原子私有的了，而是可以在整个晶体中运动，成为整个晶体所共有，这种现象称为电子的共有化。晶体中原子内层和外层电子的轨道交迭程度很不相同，越外层电子的交迭程度越大，且原子核对它的束缚越小。因此，只有最外层电子的共有化特征才是显著的。

晶体中电子虽然可以从一个原子转移到另一个原子，但它只能在能量相同的量子态之间发生转移。所以，共有化的量子态与原有的能级之间存在着直接的对应关系。由于电子的这种共有化，整个晶体成了统一的整体。这些能级互相靠得很近，分布在一定的能量区域。

将这种能量区域中密集的能级形象地称为能带。由于能带中能级之间的能量差很小，所以通常可以把能带内的能级看成是连续的。在一般的原子中，内层电子的能级都是被电子填满的。当原子组成晶体后，与这些内层的能级相对应的能带也是被电子填满的。在理想的绝对零度下，硅、锗、金刚石等共价键结合的晶体中，从其最内层的电子直到最外边的价电子都正好填满相应的能带。能量最高的是价电子填满的能带，称为价带。价带以上的能带基本上是空的，其中最低的带常称为导带。价带与导带之间的区域称为禁带。

通常，绝缘体的禁带比较宽，价带被电子填满，而导带一般是空的。半导体的能带与绝缘体相似，在理想的绝对零度下，也有被电子填满的价带和全空的导带，但其禁带比较窄。正因为如此，在一定的条件下，价带的电子容易被激发到导带中去。半导体的许多重要特性就是由此引起的。而导体的能带情况有两种：一种是它的价带没有被电子填满，即最高能量的电子只能填充价带的下半部分，上半部分空着；另一种是它的价带与导带相重叠。

必须指出，上面关于能带形成的通俗论证是十分粗糙而不严格的。能带和原子能级之间





的对应关系并不单纯,也并不永远都是一个原子能级对应于一个能带。并且,能带并不实际存在,绝缘体、半导体、导体的能带理论只是用来着重说明电子的能量分布。

### 3) 半导体的导电机构

当在一块半导体的两端加上电压后,价电子在无规则的热运动基础上叠加了由电场引起的定向运动,形成了电流,并且它的运动状态也发生了变化,因而其运动能量必然与原来热运动时有所不同。在晶体中,根据泡利不相容原理,每个能级上最多能容纳两个电子。因此,要改变晶体中电子的运动状态,以便改变电子的运动能量,使它跃迁到新的能级中去,一般需要满足两个条件:一是具有能向电子提供能量的外界作用;二是电子要跃入的那个能级是空的。

由于导带中存在大量的空能级,当有电场作用时,导带电子能够得到能量而跃迁到空的能级中去,即导带电子能够改变运动状态。这也就是说,在电场的作用下,导带电子能够产生定向运动而形成电流。所以导带电子是可以导电的。

如果价带中填满了电子而没有空能级,在外加电场的作用下,电子又没有足够能量激发到导带,那么,电子的运动状态也无法改变,因而不能形成定向运动,也就没有电流。因此,填满电子的价带中的电子是不能导电的。如果价带中的一些电子在外界作用下跃迁到导带,则在价带中就留下了缺乏电子的空位。可以设想,在外加电场的作用下,邻近能级的电子可以跃入这些空位,而在这些电子原来的能级上又出现了新的空位。以后,其他电子又可以再跃入这些新的空位,这就好像空位在价带中移动一样,只不过其移动方向与电子相反罢了。因此,对于有电子空位的价带,其电子运动状态就不再是不可改变的了。在外加电场的作用下,有些电子在原来的热运动上叠加了定向运动,从而形成了电流。

导带和价带电子的导电情况是有区别的,导带的电子越多,其导电能力越强;而价带的电子空位越多,即电子越少,其导电能力越强。为了处理方便,我们把价带的电子空位想像为带正电的粒子。显然,它所带的电量与电子相等,符号相反。在电场作用下,它可以自由地在晶体中运动,像导带中的电子一样能够起导电作用,这种价带中的电子空位,我们通常称为空穴。由于电子和空穴都能导电,一般把它们统称为载流子。完全纯净和结构完整的半导体称为本征半导体。

假设在绝对零度时,又不受光、电、磁等外界作用的本征半导体,因导带没有电子,价带也没有空穴。因此,这时的本征半导体和绝缘体一样,不能导电。但是,由于半导体的禁带宽度  $E_g$  较小,因而在热运动或其他外界因素的作用下,价带的电子可激发跃迁到导带,这时导带有了电子,价带也有了空穴,本征半导体就有能力导电了。电子由价带直接激发跃迁到导带称为本征激发。对于本征半导体来说,其载流子只能依靠本征激发产生。因此,导带的电子和价带的空穴是相等的,这就是本征半导体导电机构的特性。

实际上,晶体总是含有缺陷和杂质的,半导体的许多特性是由所含的杂质和缺陷决定的。杂质和缺陷在半导体中之所以有决定性的影响,主要是由于在杂质和缺陷附近可形成束缚电子态,这就如同在孤立原子中电子被束缚在原子核附近一样。我们知道,能带的能量是和晶体基本原子的各能级相对应的(至少在能带不是很宽的情况下如此),而杂质原子上的能级和晶体中的其他原子不同,所以它的位置完全可能不在晶体能带的范围之内。换句话说,杂质的能级可以在晶体能级的禁带中,即束缚态的能量一般处在禁带中。

在硅晶体中,硅有4个价电子,V族元素(如磷、砷、锑等)的原子取代了硅原子的

位置, V族原子的5个价电子中有4个价电子与硅原子形成共价键, 多余的一个价电子不在价键中, 因而成为自由电子参与导电。能够导电的电子一般就是导带中的电子。所以, 硅中掺入一个V族杂质能够释放一个电子给硅晶体的导带, 而杂质本身成为正电中心。具有这种特点的杂质称为施主杂质, 因为它能给予电子; 在离子晶体中, 间隙中的正离子或负离子缺位, 实际上也是正电中心, 所以也是施主。被束缚于施主上的电子的能量状态称为施主能级。

在硅晶体中, 当用具有3个价电子的Ⅲ族元素(如硼、铝、镓、铟等)的原子取代硅原子组成4个共价键时, 尚缺一个电子, 即存在一个空的电子能量状态, 它能够从晶体的价带接收一个电子, 这就等于向价带提供一个空位。Ⅲ族原子本来呈电中性, 当它接收了一个电子时, 成了一个负电中心。具有这种特点的杂质称为受主杂质, 因为它能接收电子。受主的空能量状态称为受主能级。在离子晶体中, 正离子缺位或间隙负离子都起着负电中心的作用, 也是受主。

施主(或受主)能级上的电子(或空穴)跃迁到导带(或价带)中去的过程称为电离, 这个过程所需的能量就是电离能。必须注意, 所谓空穴从受主能级激发到价带的过程, 实际上就是电子从价带激发到受主能级中的过程。

一般施主能级离导带底较近, 即杂质的束缚态能级略低于导带底, 这样就可以在常温下由于束缚态中的电子激发到导带而使导带中的电子远多于价带中的空穴。这种主要由电子导电的半导体称为N型半导体。通常受主能级离价带顶较近即在半导体中掺入某一杂质而使其束缚态略高于价带顶时, 就可在常温下由于价带中的电子激发到束缚态而使价带中的空穴远多于导带中的电子。这种主要由空穴导电的半导体称为P型半导体。由于杂质的电离能比禁带宽度小得多, 所以杂质的种类和数量对半导体的导电性能影响很大。在N型半导体中, 由于 $n \gg p$ , 一般把电子称为多数载流子, 而把空穴称为少数载流子; 在P型半导体中则正好相反, 把空穴称为多数载流子, 把电子称为少数载流子。

## 2. LED 的结构

LED 主要由PN结芯片、电极和光学系统组成。当在电极上加上正向偏压之后, 使电子和空穴分别注入P区和N区, 当非平衡少数载流子与多数载流子复合时, 就会以辐射光子的形式将多余的能量转化为光能。

LED 的基本结构是一块电致发光的半导体材料, 置于一个有引线的架子上, 四周用环氧树脂密封, 起到保护内部芯线的作用, LED 的结构示意图如图2-1所示。

LED 的两根引线中较长的一根为正极, 应接电源正极。有的LED的两根引线一样长, 但管壳上有一凸起的小舌, 靠近小舌的引线是正极。与白炽灯和氖灯相比, LED 的特点是: 工作电压低; 工作电流很小; 抗冲击和抗振性能好, 可靠性高, 寿命长; 通过调制LED的电流强弱可以方便地调制其发光的强弱。

LED 的发光过程包括三部分: 正向偏压下的载流子注入、复合辐射和光能传输。微小的半导体芯片被封装在洁净的环氧树脂中, 当电子经过该芯片时, 带负电的电子移动到带正

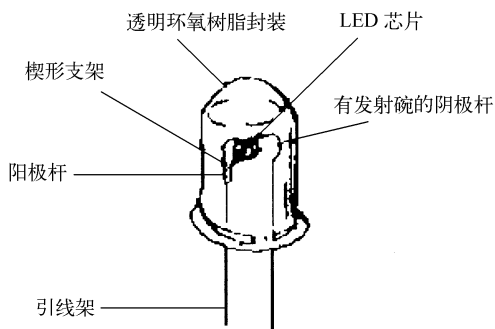


图 2-1 LED 的结构示意图



电的空穴区域并与之复合,电子和空穴消失的同时产生光子。电子和空穴之间的能量(带隙)越大,产生的光子能量就越高。光子的能量反过来与光的颜色对应,在可见光的频谱范围内,蓝色光、紫色光携带的能量最多,橘色光、红色光携带的能量最少。由于不同的材料具有不同的能量,从而能够发出不同颜色的光。

不同的半导体材料中电子和空穴所处的能量状态不同。电子和空穴复合时释放出的能量多少不同,释放出的能量越多,则发出光的波长越短。常用的是发红光、绿光或黄光的LED,磷化镓二极管发红光,磷化镓二极管发绿光,碳化硅二极管发黄光。它们的材料和主要特性见表2-1。

表2-1 红光、绿光或黄光LED的材料和主要特性

类 型	发 光 颜 色	最大工作电流 (mA)	一般工作电流 (mA)	正向压降 (V)
磷化镓红色 LED	红	50	10	2.3
磷化镓 LED	红	50	10	1.5
碳化硅 LED	黄	50	10	6
磷化镓绿色 LED	绿	50	10	2.3

LED 的正向伏安特性曲线很陡,使用时必须串联限流电阻以控制通过 LED 的电流。在直流电路中,限流电阻  $R$  可用下式计算:

$$R = (E - V_F) / I_F \quad (2-1)$$

式中  $E$ ——电源电压;

$V_F$ ——LED 的正向压降;

$I_F$ ——LED 的正向工作电流。

在交流电路中,限流电阻  $R$  可用下式估算:

$$R = (V_e - V_F) / 2I_F \quad (2-2)$$

式中  $V_e$ ——交流电源电压的有效值。

### 3. LED 的发光原理

LED 是由Ⅲ-V族化合物,如GaAs(砷化镓)、GaP(磷化镓)、GaAsP(磷砷化镓)等半导体制成的,其核心是PN结。因此它具有一般PN结的*I-V*特性,即正向导通,反向截止、击穿特性。此外,在一定条件下,它还具有发光特性。

PN结根据其端电压构成一定的势垒,当加正向偏置时势垒下降,P区和N区的多数载流子向对方扩散。由于电子迁移率 $\mu$ 比空穴迁移率大得多,出现大量电子向P区扩散,构成对P区少数载流子的注入。这些电子与价带上的空穴复合,复合时得到的能量以光能的形式释放。这就是PN结发光的原理,如图2-2所示。

PN结对电子和空穴具有不同高度的势垒,这两个势垒均很小,但空穴的势垒比电子的势垒小得多,而且空穴不断从P区向N区扩散,得到高的注入效率。N区的电子注入P区的速率却较小。这样N区的电子就跃迁到价带与注

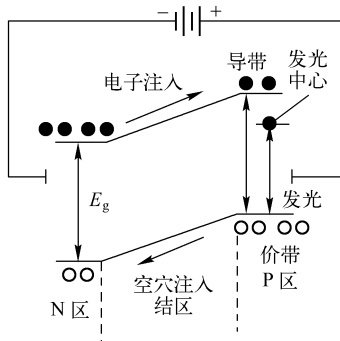


图2-2 LED 发光原理示意图



入的空穴复合，而发射出由 N 型半导体能量所决定的光。由于 P 区的能量大，光无法发到导带，因此不发生光的吸收，从而可直接透射到 LED 外，减少了光能的损失。

假设发光是在 P 区发生的，那么注入的电子与价带空穴直接复合而发光，或先被发光中心捕获后，再与空穴复合发光。除了这种发光复合外，还有些电子被非发光中心（这个中心介于导带、价带中间附近）捕获，而后再与空穴复合，每次释放的能量不大，不能形成可见光。发光的复合量相对于非发光复合量的比例越大，光量子效率越高。由于复合是在少子扩散区内发光的，所以光仅在靠近 PN 结面几微米以内产生。理论和实践证明，发光的波长或频率取决于选用的半导体材料的能量  $E_g$ ， $E_g$  的单位为电子伏（eV）：

$$E_g = h\nu/q = hc/(\lambda q) \quad (2-3)$$

$$\lambda = hc/(qE_g) = 1240/E_g \text{ (nm)} \quad (2-4)$$

式中  $v$ ——电子运动速度；

$h$ ——普朗克常数；

$q$ ——载流子所带电荷；

$c$ ——光速；

$\lambda$ ——发光的波长。

半导体可分为直接跃迁和间接跃迁两种，LED 大都采用直接跃迁材料，这样可使电子直接从导带跃迁到价带与空穴复合而发光，有很高的效率。反之，采用间接跃迁材料，其效率就低一些。若能产生可见光（波长为 380 nm 紫光～780 nm 红光），半导体材料的  $E_g$  应在 3.26～1.63 eV 之间。LED 的输出光谱决定其发光颜色及光辐射纯度，也反映出半导体材料的特性。表 2-2 列举了常用半导体材料及其发射的光波波长等参数。

表 2-2 常用半导体材料及其发射的光波波长等参数

半导体材料类型	GaAs			GaP		GaAsP	GaAlAs	GaN; Zn
系列	HG400	HG500	HG520			BT	BL	
发光颜色	红外	红外	红外	红	绿	红	红	蓝
发光波长 (nm)	940	930	930	695	555	650	680	490
发光强度 (mcd)				>0.3	>1	>0.4	>0.4	2
发光功率 (mW)	>1	>10	>100					
正向电压 (V)	<1.3	<1.6	<2	<1.8	<2	<2.5	<2.5	7.5
工作电流 (mA)	30	200	300	10	10	10	10	10
最大工作电流 (mA)	50	200	300	50	50	50	50	
反向电流 ( $\mu$ A)	<50					<50	<50	
反向耐压 (A)	>5					>5	>5	
最大功率 (mW)	75	300				100	100	

LED 正向伏安特性曲线比较陡，在正向导通之前 LED 几乎无电流流过。当电压超过开启电压时，电流就急剧上升。因此，LED 属于电流控制型半导体器件，其发光强度  $L$ （单位为  $\text{cd}/\text{m}^2$ ，读做坎〔德拉〕每平方米）与正向电流  $I_F$  近似成正比：

$$L = KI_F^m \quad (2-5)$$

式中， $K$  为比例系数。



在小电流范围内 ( $I_F = 1 \sim 10 \text{ mA}$ ),  $m = 1.3 \sim 1.5$ 。当  $I_F > 10 \text{ mA}$  时,  $m = 1$ , 式 (2-5) 可简化为:

$$L = KI_F \quad (2-6)$$

即 LED 的亮度与正向电流成正比, LED 的正向电压和正向电流与管芯的半导体材料有关。使用时应根据所要求的显示亮度来选取合适的  $I_F$  值, 既保证亮度适中, 也不会损坏 LED。若电流过大, 就会烧毁 LED 的 PN 结。

### 2.1.2 LED 的主要参数与特性

LED 是利用化合物材料制成 PN 结的光电器件, 它具备 PN 结型器件的电学特性 ( $I-V$  特性、 $C-V$  特性) 和光学特性 (光谱响应特性、发光光强指向特性、时间特性) 及热学特性。

#### 1. LED 的电学特性

##### 1) $I-V$ 特性

$I-V$  特性是表征 LED 芯片 PN 结性能的主要参数, LED 的  $I-V$  特性具有非线性、单向导电性, 即外加正偏压表现为低电阻, 反之为高电阻, 如图 2-3 所示。

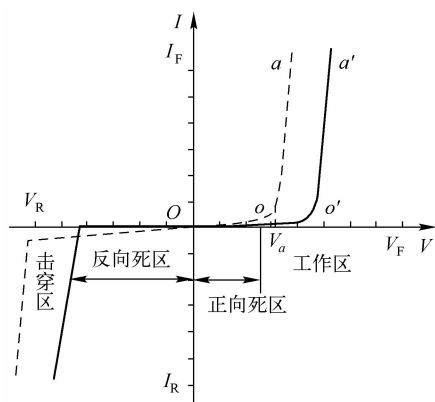


图 2-3 LED 的  $I-V$  特性曲线

① 正向死区 (图 2-3 中的  $oa$  或  $o'a'$  段)。 $a$  点对应的  $V_a$  为开启电压, 当  $V < V_a$  时, 外加电场尚未克服少数载流子扩散而形成势垒电场, 此时电阻  $R$  很大; 开启电压对于不同的 LED 其值不同, GaAs 为  $1 \text{ V}$ , 红色 GaAsP 为  $1.2 \text{ V}$ , GaP 为  $1.8 \text{ V}$ , GaN 为  $2.5 \text{ V}$ 。

② 正向工作区。工作电流  $I_F$  与外加电压呈指数关系:

$$I_F = I_S (e^{qV_F/KT} - 1) \quad (2-7)$$

式中,  $I_S$  为反向饱和电流。

在  $V > V_F$  的正向工作区,  $I_F$  随  $V_F$  呈指数上升:

$$I_F = I_S e^{qV_F/KT} \quad (2-8)$$

- 正向工作电流  $I_F$  是指 LED 正常发光时的正向电流值。在实际使用中应根据需要选择  $I_F$  在  $0.6 \times I_{Fm}$  以下。
- 正向工作电压  $V_F$  是在给定正向电流下得到的, 一般是在  $I_F = 20 \text{ mA}$  时测得的。LED 的正向工作电压  $V_F$  为  $1.4 \sim 3 \text{ V}$ 。在环境温度升高时, 正向工作电压  $V_F$  将下降。

在正向电压小于某一值 (阈值) 时, 电流极小, LED 不发光。当电压超过某一值后, 正向电流随电压迅速增加而使 LED 发光。由  $V-I$  曲线可以得出 LED 的正向电压、反向电流及反向电压等参数。LED 的反向漏电流  $I_R < 10 \mu\text{A}$ 。LED 的正向伏安特性如图 2-4 所示。LED 伏安特性模型可用下式表示:

$$V_F = V_{\text{turn-on}} + R_s I_F + (\Delta V_F / \Delta T) (T - 25^\circ\text{C}) \quad (2-9)$$

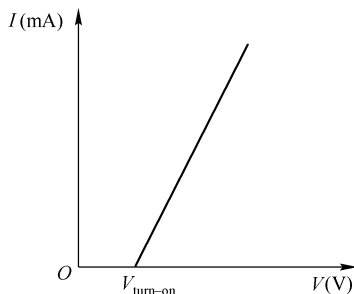


图 2-4 LED 的正向伏安特性

式中  $V_{\text{turn-on}}$ ——LED 的启动电压;

$R_s$ ——伏安曲线的斜率;

$T$ ——环境温度;

$\Delta V_F / \Delta T$ ——LED 正向电压的温度系数, 对于多数 LED 其典型值为  $-2 \text{ V}/^\circ\text{C}$ 。

从 LED 的  $V-I$  曲线及模型看, LED 在正向导通后其正向电压的细小变动将引起 LED 电流的很大变化, 并且, 环境温度、LED 老化时间等因素也将影响 LED 的电气性能。因为 LED 的光输出直接与 LED 电流相关, 所以在 LED 应用中, 应控制 LED 驱动器输入电压、环境温度等因素发生变化, 否则, LED 的光输出将随输入电压和温度等因素变化而变化。另外, 若 LED 电流失控, LED 长期工作在大电流下将影响其可靠性和寿命, 甚至造成 LED 失效。

③ 反向死区。  $V < 0$  时 PN 结加反偏压; GaP LED 的反向漏电流  $I_R$  ( $V = -5 \text{ V}$ ) 为  $0 \text{ A}$ , GaN LED 的反向漏电流  $I_R$  ( $V = -5 \text{ V}$ ) 为  $10 \mu\text{A}$ 。

④ 反向击穿区。  $V < -V_R$ ,  $V_R$  称为反向击穿电压,  $V_R$  电压对应的  $I_R$  为反向漏电流。当反向偏压一直增加使  $V < -V_R$  时, 则  $I_R$  突然增加而出现击穿现象。由于所用化合物材料的种类不同, 各种 LED 的反向击穿电压  $V_R$  也不同。

## 2) $C-V$ 特性

LED 的芯片有  $9 \text{ mil} \times 9 \text{ mil}$  ( $250 \mu\text{m} \times 250 \mu\text{m}$ )、 $10 \text{ mil} \times 10 \text{ mil}$ 、 $11 \text{ mil} \times 11 \text{ mil}$  ( $280 \mu\text{m} \times 280 \mu\text{m}$ )、 $12 \text{ mil} \times 12 \text{ mil}$  ( $300 \mu\text{m} \times 300 \mu\text{m}$ ) 等规格, 故 PN 结面积大小不一, 其结电容为势垒电容  $C_b$  与扩散电容  $C_d$  之和, PN 结的结电容  $C_j = C_b + C_d$ 。LED 的  $C-V$  特性呈二次函数关系, 如图 2-5 所示 (图 2-5 所示的  $C-V$  特性是由  $1 \text{ MHz}$  交流信号用  $C-V$  特性测试仪测得的)。

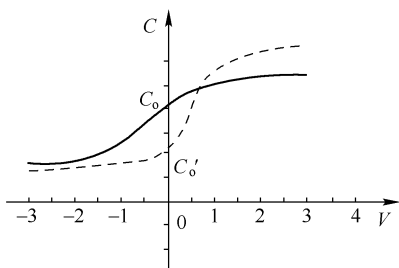


图 2-5 LED 的  $C-V$  特性曲线

## 3) 允许功耗 $P$

当流过 LED 的电流为  $I_F$ 、管压降为  $V_F$  时, LED 的功率消耗为  $P = V_F \times I_F$ 。LED 工作时, 外加偏压、偏流一定时促使 PN 结内的一部分载流子复合发出光, 还有一部分变为热, 使结温升高。若结温为  $T_j$ 、外部环境温度为  $T_a$ , 则当  $T_j > T_a$  时, LED 内部热量借助管座向外传播, 散发热量 (功率) 可表示为:

$$P = K_T (T_j - T_a) \quad (2-10)$$

## 4) 响应时间

LED 的响应时间是标志反应速度的一个重要参数, 尤其是在脉冲驱动或电调制时显得非常重要。响应时间是指输入正向电流后 LED 开始发光 (上升) 和熄灭 (衰减) 的时间。LED 的上升时间随着电流的增大近似地呈指数衰减。直接跃迁的材料 (如 GaAs $1-x$ P $x$ ) 的响应时间仅几纳秒, 而间接跃迁材料 (如 GaP) 的响应时间则是  $100 \text{ ns}$ 。

LED 的响应时间从使用角度来看就是 LED 点亮与熄灭所延迟的时间, 如图 2-6 中的  $t_r$ 、 $t_f$ 。在图 2-6 中  $t_0$  值很小, 可

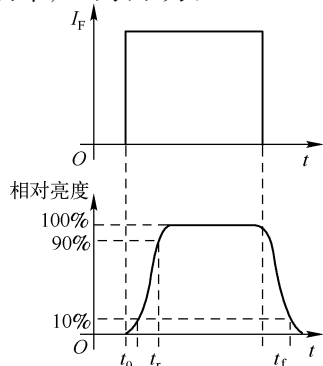


图 2-6 LED 响应时间特性图



以忽略。LED 的响应时间主要取决于载流子寿命、器件的结电容及电路阻抗。

① LED 的点亮时间  $t_r$  (上升时间)。 $t_r$  是指从接通电源使发光强度达到正常值的 10% 开始,一直到发光强度达到正常值的 90% 所经历的时间。

② LED 的熄灭时间  $t_f$  (下降时间)。 $t_f$  是指正常发光减弱至原来的 10% 所经历的时间。

不同材料制造的 LED 响应时间各不相同,如 GaAs、GaAsP、GaAlAs 的响应时间小于  $10^{-9}$  s, GaP 为  $10^{-7}$  s。因此它们可应用于 10 ~ 100 MHz 的高频系统。

## 2. LED 的光学特性

LED 有非可见光 (红外光) 与可见光两个系列,非可见光系列 LED 可用辐射度来量度其光学特性,可见光系列 LED 可用光度学 (对可见光的能量计量的学科) 来量度其光学特性。

### 1) 发光强度及其角分布

LED 发光强度表征它在某个方向上的发光强弱,由于 LED 在不同的空间角度光强相差很多,因此分析和研究 LED 的光强分布特性具有实际意义,直接反映 LED 光源的最小观察角度。

① 发光强度 (法向光强) 是表征发光器件发光强弱的重要性能。LED 采用的是圆柱、圆球形封装,由于凸透镜的作用,故具有很强的指向性:位于法向方向光强最大,其与水平面交角为  $90^\circ$ 。当偏离法向不同角度时,光强也随之变化。

② 发光强度分布。发光强度随着不同的封装形状并根据方向角而有变化,一种在 GaP 基片上生成的 GaAsP LED 的发光强度分布图如图 2-7 所示,谱线宽度为  $400 \text{ \AA}$ ,光发射的角度宽度约为  $22^\circ$ ,LED 的光通量是集中在一定角度内发射出去的。

③ 光出射度。图 2-8 表明几种半导体 PN 结发射的光出射度与输入电流的关系。可见, GaAs $1-x$ P $x$  和 Ga $1-x$ Al $x$ As LED 具有良好的线性,其他两种则相当差。

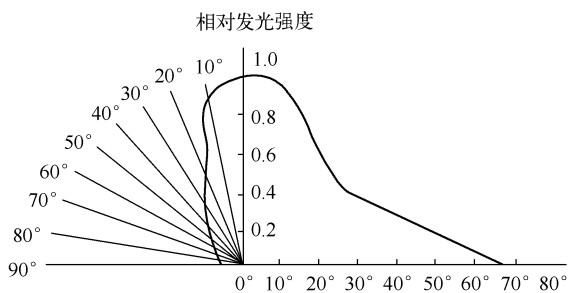


图 2-7 LED 的发光强度分布图

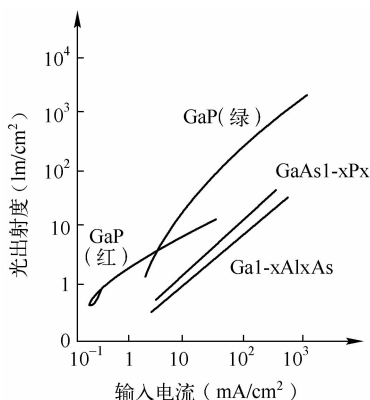


图 2-8 PN 结发射的光出射度与输入电流的关系图

④ 发光强度的角分布。发光强度的角分布描述 LED 发出的光在空间各个方向上的光强分布,它主要取决于 LED 的封装工艺 (包括支架、模粒头、环氧树脂中是否添加散射剂)。为获得图 2-9 所示的高指向性的角分布,应采取以下措施:

- LED 管芯位置应离模粒头远些;
- 使用圆锥状 (子弹头) 的模粒头;

- 封装 LED 的环氧树脂中勿加散射剂。

采取上述措施可使 LED 的散射角为  $6^\circ$  左右, 大大提高了指向性。当前几种常用圆形 LED 封装的散射角为  $5^\circ$ 、 $10^\circ$ 、 $30^\circ$ 、 $45^\circ$ 。

## 2) 发光峰值波长及其光谱分布

LED 所发的光并非单一波长, 其波长基本上按图 2-10 所示分布。由图可见, 无论什么材料制成的 LED, LED 光谱分布曲线都有一个相对发光强度最强处 (光输出最大), 与之相对应有一个波长, 此波长叫峰值波长, 用  $\lambda_0$  表示。只有单色光才有  $\lambda_0$  波长。

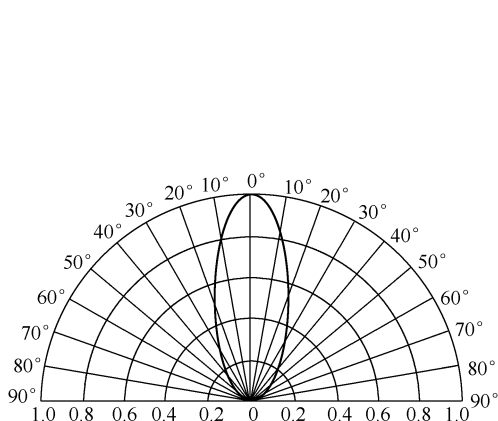


图 2-9 高指向性的角分布图

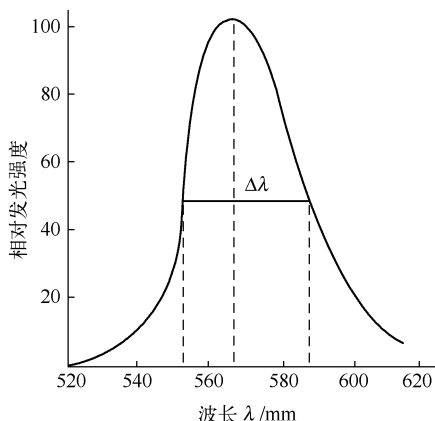


图 2-10 LED 光波长分布图

LED 的发光强度通常是指法线 (对圆柱形 LED 是指其轴线) 方向上的发光强度。若在该方向上辐射强度为  $1/683 \text{ W/sr}$ , 则发光强度为 1 坎德拉 (符号为 cd)。由于一般 LED 的发光强度小, 所以发光强度常用 mcd 作单位。LED 发光强度或光功率输出随着波长变化而不同, 绘成一条分布曲线, 即为光谱分布曲线。当此曲线确定之后, 器件的有关主波长、纯度等相关色度参数也随之确定。

LED 的光谱分布与其所用化合物半导体种类、性质及 PN 结结构 (外延层厚度、掺杂杂质) 等有关, 而与器件的几何形状、封装方式无关。图 2-11 绘出几种由不同化合物半导体及掺杂制得的 LED 光谱响应曲线, 在图中:

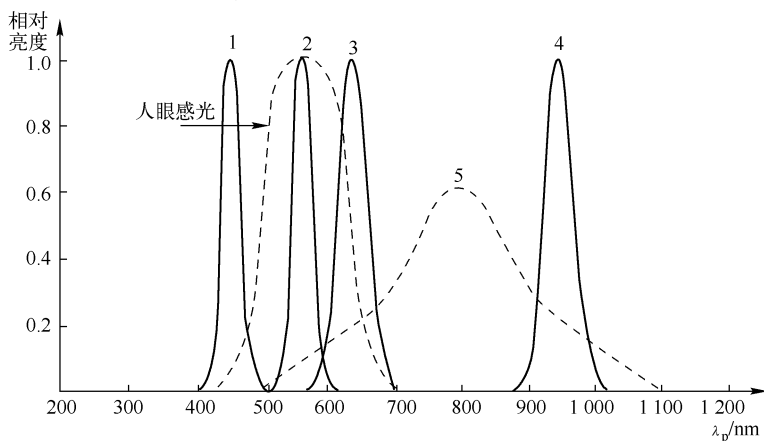


图 2-11 不同化合物半导体及掺杂制得的 LED 光谱响应曲线





- 曲线 1 是蓝色 InGaN/GaN 的 LED, 发光谱峰  $\lambda_p = 460 \sim 465 \text{ nm}$ ;
- 曲线 2 是绿色 GaPN 的 LED, 发光谱峰  $\lambda_p = 550 \text{ nm}$ ;
- 曲线 3 是红色 GaPZn - O 的 LED, 发光谱峰  $\lambda_p = 680 \sim 700 \text{ nm}$ ;
- 曲线 4 是使用 GaAs 材料的 LED, 发光谱峰  $\lambda_p = 910 \text{ nm}$ ;
- 曲线 5 是 Si 光电二极管, 通常作光电接收用。

对于大多数半导体材料而言, 由于折射率较大, 在光逸出半导体之前, 往往已经过多次反射, 由于短波光比长波光易于吸收, 所以峰值波长所对应的光子能量比半导体材料的能量  $E_g$  小。例如, GaAs 发射的峰值波长所对应的光子能量为  $1.1 \text{ eV}$ , 比室温下半导体材料的能量  $E_g$  小  $0.3 \text{ eV}$ 。改变 GaAs $1-x$ P $x$  中的  $x$  值, 峰值波长在  $620 \sim 680 \text{ nm}$  范围内变化。谱线半宽度为  $200 \sim 300 \text{ \AA}$ 。由此可知, LED 提供的是谱线半宽度很大的单色光。由于半导体的能量随温度的上升而减小, 因此它所发射光的峰值波长随温度的上升而增长, 温度系数约为  $2 \sim 3 \text{ \AA/}^\circ\text{C}$ 。

在 LED 谱线的峰值两侧  $\pm \Delta \lambda$  处, 存在两个光强等于峰值 (最大光强度) 一半的点, 此两点分别对应  $\lambda_p - \Delta \lambda$ 、 $\lambda_p + \Delta \lambda$  之间的宽度叫谱线宽度, 也称半功率宽度或半高宽度。半高宽度反映谱线宽窄, 即 LED 单色性的参数, LED 半宽小于  $40 \text{ nm}$ 。光谱半宽度  $2\Delta \lambda$  表示发光管的光谱纯度, 是指图 2-12 中  $1/2$  峰值光强所对应两波长的间隔。

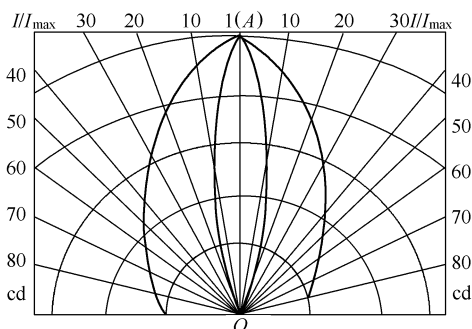


图 2-12 两只不同型号 LED 发光强度角分布的情况

图 2-12 给出两只不同型号 LED 发光强度角分布的情况, 中垂线 (法线)  $AO$  的坐标为相对发光强度 (即发光强度与最大发光强度之比), 显然, 法线方向上的相对发光强度为 1, 离开法线方向的角度越大, 相对发光强度越小。由图 2-12 可以得到半值角或视角值。半值角  $\theta_{1/2}$  是指发光强度值为轴向强度值一半的方向与发光轴向 (法向) 的夹角。半值角的 2 倍称为视角 (或称半功率角)。

对于 LED 的光谱特性主要看它的单色性是否优良, 而且要注意到红、黄、蓝、绿、白色 LED 等的主要颜色是否纯正。因为在许多场合下, 如交通信号灯对颜色的要求比较严格, 目前我国的一些 LED 信号灯中绿色发蓝, 红色的为深红, 从这个现象来看对 LED 的光谱特性进行专门研究是非常必要而且很有意义的。有的 LED 发光不是单一色, 即不仅有一个峰值波长, 而是有多个峰值, 并非单色光。为描述 LED 色度特性而引入主波长。主波长就是人眼所能观察到的、由 LED 发出主要单色光的波长。如 GaP 材料可发出多个峰值波长, 而主波长只有一个, 它会随着 LED 的长期工作、结温升高而偏向长波长。

### 3) 光通量

光通量  $\Phi$  表征 LED 光输出的辐射能量, 它标志器件性能的优劣。 $\Phi$  为 LED 向各个方向发光的能量之和, 它与工作电流直接相关。随着电流增加, LED 光通量随之增大。LED 光通量的单位为流明 (lm)。光通量与芯片材料、封装工艺水平及外加恒流源大小有关。目前单色 LED 的光通量最大约  $1 \text{ lm}$ , 白光 LED 的  $\Phi \approx 1.5 \sim 1.8 \text{ lm}$  (小芯片), 对于  $1 \text{ mm} \times$

1 mm 的功率级芯片制成的白光 LED, 其  $\Phi = 18 \text{ lm}$ 。

#### 4) 视觉灵敏度和发光效率

① 视觉灵敏度。人的视觉灵敏度在  $\lambda = 555 \text{ nm}$  处有一个最大值  $680 \text{ lm/W}$ 。若视觉灵敏度记为  $K_\lambda$ , 则发光能量  $P$  与可见光通量  $\Phi$  之间的关系为:

$$P = \int P_\lambda d_\lambda \Phi = \int K_\lambda P_\lambda d_\lambda \quad (2-11)$$

② 发光效率是光通量与电功率之比。发光效率表征了光源的节能特性, 这是衡量现代光源性能的一个重要指标。LED 的量子效率为:

$$\eta = \text{发射的光子数} / \text{PN 结载流子数} = (e/hcI) \int \lambda P_\lambda d_\lambda \quad (2-12)$$

若输入能量为  $W = V \times I$ , 则发光能量效率为:

$$\eta_P = P/W \quad (2-13)$$

若光子能量  $hc = ev$ , 则

$$\eta \approx \eta_P \quad (2-14)$$

LED 的效率可以用电光源的常用术语来表征, 即对红外光采用辐射效率  $\eta_e$ , 对可见光则用发光效率  $\eta_i$ , 也有用内量子效率  $\eta_{qi}$  和外量子效率  $\eta_{qe}$  来表征的。内量子效率  $\eta_{qi}$  为:

$$\eta_{qi} = \eta_F / G \quad (2-15)$$

式中  $\eta_F$ ——辐射复合产生光子的效率;

$G$ ——注入的电子空穴对数。

这样  $\eta_{qi}$  等于注入每个电子空穴对在半导体内所发生的光子数, 最高可接近 100%。

外量子效率  $\eta_{qe}$  为:

$$\eta_{qe} = \eta_{OUT} / G \quad (2-16)$$

式中,  $\eta_{OUT}$  为从 LED 输出光子的效率。

这样  $\eta_{qe}$  等于注入每个电子空穴对所产生的输出器件外的有效光子数, 一般只有 0.01% ~ 13%。发射红外光的  $\eta_{qe}$  可达 15%, 而绿光的  $\eta_{qe}$  则下降到 1% 以下。

使外量子效率显著下降的主要原因是半导体本身的吸收, 是光从半导体射入空气时的反射损失和全反射损失造成的。例如, GaAs 的折射率  $n = 3.6$ , 反射损失为 32%, 用图 2-13 (a) 所示结构的全反射损失为 96%, 出射的光只有百分之几。采用图 2-13 (b) 所示结构的全反射损失大为减少。在图 2-13 (b) 中的球形部分常用材料为透明树脂, 以降低成本。

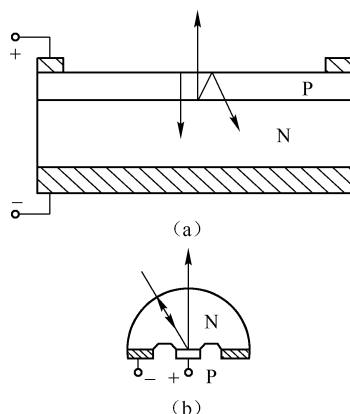


图 2-13 LED 结构示意图

#### ③ 流明效率是评价具有外封装 LED 特性的主要参数,

LED 的流明效率高, 指在同样外加电流下辐射可见光的能量较大, 故也称为可见光发光效率。表 2-3 列出了几种常见 LED 流明效率 (可见光发光效率)。

品质优良的 LED 要求向外辐射的光能量大, 向外发出的光尽可能多, 即外部效率要高。事实上, LED 向外发出光仅是内部发光的一部分, 总的发光效率应为:

$$\eta = \eta_i \times \eta_e \times \eta_e \quad (2-17)$$



表 2-3 几种常见 LED 流明效率 (可见光发光效率)

LED 发光颜色	$\lambda_p$ (nm)	材 料	可见光发光效率 (lm/w)	外量子效率	
				最 高 值	平 均 值
红光	700	GaP: Zn - O	2.4	12	1~3
	660	GaAlAs	0.27	0.5	0.3
	650	GaAsP	0.38	0.5	0.2
黄光	590	GaP: N - N	0.45	0.1	
绿光	555	GaP: N	4.2	0.7	0.015~0.15
蓝光	465	GaN		10	
白光	谱带	GaN + YAG	小芯片 1.6, 大芯片 18		

式中  $\eta_i$ ——PN 结区少子注入效率;

$\eta_c$ ——在势垒区少子与多子复合效率;

$\eta_e$ ——外部出光 (光取出效率) 效率。

由于 LED 材料折射率很高,  $\eta_i \approx 3.6$ 。当芯片发出光垂直入射晶体材料与空气界面时 (无环氧封装), 而被空气反射, 其反射率为:

$$(n_i - 1)^2 / (n_i + 1)^2 = 0.32$$

反射出的光仅占 32%, 鉴于有相当一部分光被吸收, 而大大降低了外部出光效率, 因此为了进一步提高外部出光效率  $\eta_e$ , 可采取以下措施:

- 用折射率较高的透明材料 (环氧树脂  $n = 1.55$  并不理想) 覆盖在芯片表面;
- 把芯片晶体表面加工成半球形;
- 用  $E_g$  大的半导体材料作衬底以减少晶体内部光吸收。若用  $n = 2.4 \sim 2.6$  的低熔点、热塑性大的玻璃作封帽, 可使红外 GaAs、GaAsP、GaAlAs 系 LED 的效率提高 4~6 倍。

### 5) 发光强度

亮度是 LED 发光性能的又一重要参数, 具有很强的方向性。某方向上发光体表面的亮度等于发光体表面单位投射面积在单位立体角内所辐射的光通量, 亮度的单位为  $\text{cd}/\text{m}^2$ 。其正法线方向的亮度为:

$$L_0 = I_0 / A \quad (2-18)$$

若光源表面是理想漫反射面, 亮度  $L_0$  与方向无关, 为常数。晴朗的蓝天和荧光灯的表面亮度约为  $7000 \text{ cd}/\text{m}^2$ , 从地面看太阳表面亮度约为  $14 \times 10^8 \text{ cd}/\text{m}^2$ 。LED 的亮度与外加电流密度有关, 通常 LED 的  $J_0$  (电流密度) 增加,  $L_0$  也近似增大。另外, 亮度还与环境温度有关, 环境温度升高,  $\eta_c$  (复合效率) 下降,  $L_0$  减小。当环境温度不变, 电流增大足以引起 PN 结结温升高时, 温升后亮度呈饱和状态。

### 6) 寿命

LED 的寿命一般很长, 在电流密度  $J_0 < 1 \text{ A}/\text{cm}^2$  的情况下, 寿命可达 1 000 000 h, 即可连续点燃一百多年。这是任何光源均无法与它竞争的。LED 的亮度随着工作时间的加长而衰退, 这就是老化。老化的快慢与电流密度  $J_0$  和老化时间常数  $r$  有关。

LED 发光强度随着长时间工作而出现光强或光亮度衰减的现象称为老化, 可描述为:

$$L_t = L_0 e^{-t/\tau} \quad (2-19)$$

式中  $L_t$ —— $t$  时间后的亮度;

$L_0$ ——初始亮度。

通常把亮度降到  $L_t = (1/2)L_0$  所经历的时间  $t$  称为 LED 的寿命。测定  $t$  要花很长的时间, 通常以推算求得寿命。测量方法是用一定的恒流源驱动 LED, 刚点燃时测得  $L_0$ , 在点燃  $10^3 \sim 10^4$  h 后, 测得  $L_t$  (LED 点燃后 1 000 ~ 10 000 h), 代入  $L_t = L_0 e^{-t/\tau}$  求出  $\tau$ ; 再把  $L_t = (1/2)L_0$  代入, 可求出寿命  $t$ 。

长期以来认为 LED 的寿命为  $10^6$  h, 这是指单个 LED 在  $I_F = 20$  mA 条件下。随着功率型 LED 的开发应用, 国外学者以 LED 的光衰减百分比数值作为其寿命的依据, 如 LED 的光衰减为原来的 35%, 寿命 > 6 000 h。

### 3. LED 的热学特性

LED 的光学参数与 PN 结结温有很大的关系。一般工作在小电流  $I_F < 10$  mA, 或  $10 \sim 20$  mA 长时间连续点亮 LED 时, LED 的温升并不明显。若环境温度较高, LED 的主波长或  $\lambda_p$  就会向长波长漂移,  $L_0$  也会下降, 尤其是点阵、大显示屏的温升对 LED 的可靠性、稳定性有很大影响。LED 的主波长与温度的关系可表示为:

$$\lambda_p(T') = \lambda_0(T_0) + \Delta T_g \times 0.1 \text{ nm}/^\circ\text{C} \quad (2-20)$$

由式 (2-20) 可知, 每当 LED 的结温升高  $10^\circ\text{C}$ , 波长就向长波漂移 1 nm, 且发光的均匀性、一致性变差。这对于作为照明用的灯具光源, 要求小型化、密集排列以提高单位面积上的光强、光亮度的设计, 尤其应注意用散热好的灯具外壳或专门的通风设备, 确保 LED 长期稳定工作。

### 4. LED 的发光质量

LED 的发光质量主要表现在以下三个方面。

① LED 的发光强度。LED 的灯杯和金线是会不会对 LED 的发光强度有影响的, 影响 LED 发光强度的主要因素是 LED 芯片。

② LED 的寿命。影响 LED 寿命的主要原因有静电、焊点、散热, 这些因素与金线和灯杯有直接关系。

③ LED 的一致性。LED 产品的一致性有: 角度 (主要是偏角和角度大小不一致) 的一致性, 亮度 (这跟用的芯片品质和灯杯的好坏有关) 的一致性, 这与生产工艺设备和操作人员的技术水平有关。

LED 是一种固体光源, 作为一种新的光源, 近年来各大公司和研究机构对 LED 的研究方兴未艾, 使其光效得以大大提高。飞利浦与 Agilent 的合资公司目前已研发并生产出光效达到  $171 \text{ m/W}$  的白色 LED, 已达到白炽灯的水平。和白炽灯相比较, LED 在性能上具有很多优点, 见表 2-4。

表 2-4 白炽灯与白色 LED 的性能比较

性 能	LED	白 炽 灯
色温 (K)	3 000 ~ 10 000	2 500 ~ 3 000
光效 (lm/W)	15	15
反应速度 ( $\mu\text{s}$ )	0.1	100 000



续表

性 能	LED	白 炽 灯
冲击电流	0	10 倍额定电流
耐压击性	很强	易断裂
寿命 (h)	>20 000	<1 000

## 5. LED 的极限参数

LED 的极限参数有:

① 允许功耗  $P_m$ 。允许加于 LED 两端正向直流电压与流过它的电流之积的最大值。超过此值, LED 发热甚至损坏。

② 最大正向直流电流  $I_{Fm}$ 。允许通过 LED 的正向直流电流的极限值, 超过此值可损坏 LED。

③ 最大反向电压  $V_{Rm}$ 。LED 允许加的最大反向电压, 超过此值 LED 可能被击穿损坏。

④ 工作环境温度  $t_{opm}$ 。LED 可正常工作的工作环境温度范围, 低于或高于此温度范围, LED 将不能正常工作, 效率大大降低。



## 2.2 白光 LED 基础知识

### 2.2.1 白光 LED 的发展与特点

#### 1. 白光 LED 的发展

自从 LED 出现以来, 人们一直在努力追求实现固体白光照明光源, 随着 LED 制造工艺的不断进步和新型材料(氮化物晶体和荧光粉)的开发及应用, 使发白光 LED 的性能不断完善并进入实用阶段。白光 LED 的出现, 使白光 LED 应用领域跨足至高效率照明光源市场。白光 LED 的发展历程如图 2-14 所示。

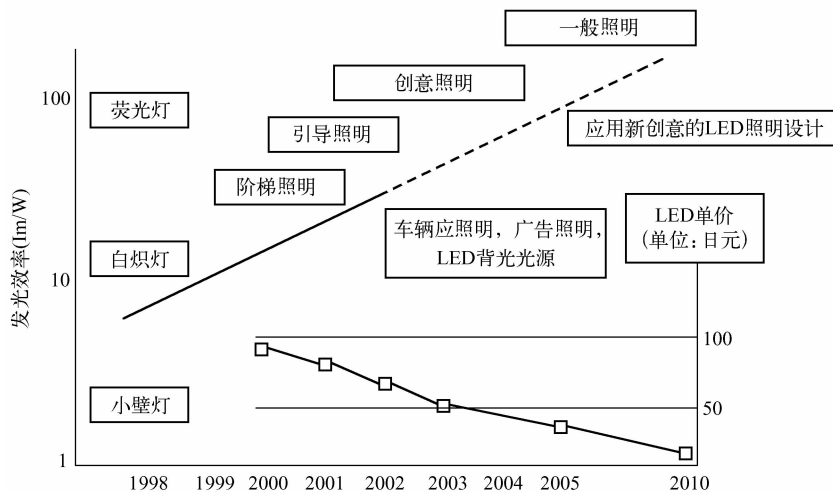


图 2-14 白光 LED 的发展历程

目前已商品化的圆头柱状白光 LED 大多是利用色互补关系产生的仿真白光, 结合了蓝光与黄光之间的色差, 加上模拟光容易使人产生一种不协调感, 此外无法获得高演色性 ( $R_a > 90$ ), 且大电流时会有色度偏差等问题, 都是白色 LED 今后发展仍需努力的方向。

可见光光谱的波长范围为 380 ~ 760 nm, 是人眼可感受到的七色光, 即红、橙、黄、绿、青、蓝、紫, 但这七种颜色的光各自都是一种单色光。例如, LED 发的红光的峰值波长为 565 nm。在可见光的光谱中是没有白色光的, 因为白光不是单色光, 而是由多种单色光合成的复合光, 正如太阳光是由七种单色光合成的白色光, 而彩色电视机中的白色光也是由三基色黄、绿、蓝合成的。由此可见, 要使 LED 发出白光, 它的光谱特性应包括整个可见的光谱范围。但要制造这种性能的白光 LED, 在目前的工艺条件下是不可能的。根据人们对可见光的研究, 人眼所能看见的白光至少需要两种光的混合, 即二波长光 (蓝色光 + 黄色光) 或三波长光 (蓝色光 + 绿色光 + 红色光) 的混合模式。上述两种模式复合的白光都需要蓝色光, 所以摄取蓝色光已成为制造白光 LED 的关键技术, 即当前各大 LED 制造公司都追逐“蓝光技术”。目前国际上掌握“蓝光技术”的厂商仅有少数几家, 所以白光 LED 的推广应用, 尤其是大功率白光 LED 在我国的推广还有一个过程。

在 1998 年, 白光 LED 的光效只有 5 lm/W, 到了 1999 年已达到 15 lm/W, 这一指标与一般家用白炽灯相近, 而在 2000 年时, 白光 LED 的光效已达 25 lm/W, 这一指标与卤钨灯相近。预计到 2015 年时, 白光 LED 的光效可达到 150 ~ 200 lm/W, 其工作电流可达安培级。

普通照明用的白炽灯和卤钨灯虽价格便宜, 但光效低 (灯的热效应白白耗电), 寿命短, 维护工作量大, 若用白光 LED 作照明, 不仅光效高, 而且寿命长 (连续工作时间为 10 000 h 以上), 几乎无须维护。目前, 德国 Hella 公司利用白光 LED 开发了飞机阅读灯; 澳大利亚首都堪培拉的一条街道已用了白光 LED 作路灯照明。可以预见, 不久的将来白光 LED 一定会进入家庭取代现有的照明灯。

对于一般照明而言, 人们更需要白色的光源。1998 年白光 LED 开发成功, 这种白光 LED 是将 GaN 芯片和钇铝石榴石 (YAG) 封装在一起做成的。GaN 芯片发蓝光 ( $\lambda_p = 465 \text{ nm}$ ,  $W_d = 30 \text{ nm}$ ), 高温烧结制成的含  $\text{Ce}^{3+}$  的 YAG 荧光粉受此蓝光激发后发出黄色光, 峰值为 550 nm。蓝光 LED 基片安装在碗形反射腔中, 覆盖以混有 YAG 的树脂薄层, 约 200 ~ 500 nm。蓝光 LED 基片发出的一部分蓝光被荧光粉吸收, 另一部分与荧光粉发出的黄光混合, 可以得到白色光。现在, 对于 InGaN - YAG 白色 LED, 通过改变 YAG 荧光粉的化学组成和调节荧光粉层的厚度, 可以获得色温为 3 500 ~ 10 000 K 的各色白光。白光 LED 的结构示意图如图 2-15 所示, 图 2-16 所示为白光 LED 和普通白炽灯的发光光谱, 表 2-5 列出了目前白光 LED 的种类及其发光原理。

从表 2-5 中可以看出某些种类的白光 LED 光源离不开四种荧光粉, 即三基色稀土红、绿、蓝粉和石榴石结构的黄色粉。在未来较被看好的是三波长光, 即以无机紫外光晶片加 R、G、B 三颜色荧光粉, 但此三基色荧光粉的粒度要求比较小, 稳定性要求也高, 具体应用方面还在探索之中。

采用白光 LED 光源进行照明, 首先取代耗电的白炽灯, 然后逐步向整个照明市场推广, 将会节约大量的电能。近期, 白光 LED 已达到单只用电超过 1 W, 输出光通量 25 lm, 这也增大了它的实用性。表 2-6 列出了白光 LED 的长远发展目标。

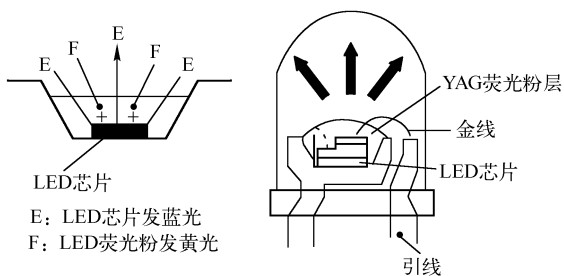


图 2-15 白光 LED 的结构示意图

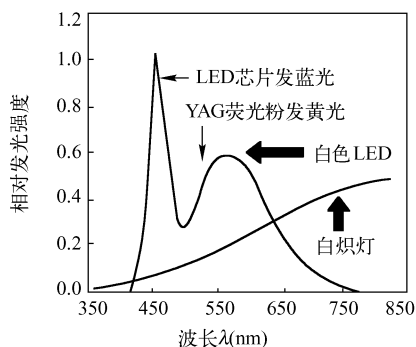


图 2-16 白光 LED 和普通白炽灯的发光光谱

表 2-5 白光 LED 的种类及其发光原理

芯 片 数	激 发 源	发 光 材 料	发 光 原 理
1	蓝色 LED	InGa <sub>N</sub> /YAG	InGa <sub>N</sub> 的蓝光与 YAG 的黄光混合成白光
	蓝色 LED	InGa <sub>N</sub> /荧光粉	InGa <sub>N</sub> 的蓝光激发的红、绿、蓝三基色荧光粉发白光
	蓝色 LED	ZnSe	由薄膜层发出的蓝光和在基板上激发出的黄光混合成白光
	紫外 LED	InGa <sub>N</sub> /荧光粉	InGa <sub>N</sub> 的紫外激发的红、绿、蓝三基色荧光粉发白光
2	蓝色 LED 黄绿 LED	InGa <sub>N</sub> 、GaP	将具有补色关系的两种芯片封装在一起，构成白光 LED
3	蓝色 LED 绿色 LED 红色 LED	InGa <sub>N</sub> AlInGaP	将发三原色的三种小芯片封装在一起，构成白光 LED
多个	多种光色的 LED	InGa <sub>N</sub> 、GaP、 AlInGaP	将遍布可见光区的多种光芯片封装在一起，构成白光 LED

表 2-6 白光 LED 的长远发展目标

单只白光 LED	
输入功率	10 W
发光效率	100 lm/W
输出光能	1 000 lm/W

2. 白光 LED 的特点

白光 LED 是最被看好的 LED 新兴产品，其在照明市场的发展潜力值得期待。与白炽灯及荧光灯相比，白光 LED 具有体积小（多只、多种组合）、发热量低（没有热辐射）、耗电量小（低电压、低电流启动）、寿命长（1 万小时以上）、反应速度快（可在高频操作）、环保（耐振、耐冲击，不易破，废弃物可回收，没有污染）、可平面封装、易开发成轻薄短小产品等优点，没有白炽灯高耗电、易碎及日光灯废弃物含汞污染等缺点。白光 LED 与现行照明设备的比较见表 2-7。白光 LED 是被业界看好在未来 10 年内成为替代传统照明器具的一大潜力产品。

表 2-7 白光 LED 与现行照明设备的比较

照明方式	特 点
白光 LED	具有发热量低、耗电量少（是白炽灯泡的 1/8，荧光灯泡的 1/2）、寿命长（数万小时以上，是荧光灯的 10 倍）、反应速度快、体积小、可平面封装等优点，易开发成轻薄短小的产品，是被业界看好在未来 10 年内成为替代传统照明器具的潜力产品
荧光灯	省电，但废弃物有汞污染、易碎等问题
白炽钨丝灯泡	低效率、高耗电、寿命短、易碎

目前白光 LED 仍处于发展阶段，在使用寿命上仍待改进，但基本上没有白炽灯、荧光灯的缺点，价格过高是未能普及的主要原因。未来白光 LED 的应用市场将非常广泛，包括手电筒、装饰灯、LCD 背光源、汽车照明市场、投影灯光源等，不过最被看好的市场及最大的市场还是通用照明市场。

白光 LED 亮度和功率的每一次提高，都进一步扩展了它的应用范围。目前白光 LED 在景观照明、庭园灯、汽车内部照明、中小尺寸的 LCD 背光源等方面已大量应用。若白光 LED 以 1 lm/个单位为基础，每单位降到 1 元将进入一般家庭的户外照明；当降到 0.5 元可望进入室内照明、走廊照明等市场；当降到 0.25 元时将开始置换荧光灯。从发光效率看，一旦跨进 60 lm/W，相当于 20 W 的荧光灯，白光 LED 将迅速普及。在未来几年中，白光 LED 照明将逐渐普及至一般家庭的各种照明灯具，正式担当 21 世纪的照明新光源。

### 3. 白光 LED 的特性参数

从目前白光 LED 产品的机理和结构来看，以下几个方面是用来衡量白光 LED 优劣的特性参数。

#### 1) 白光 LED 电流/电压参数（正、反向）

白光 LED 的电性能具有典型的 PN 结伏安特性，不同的电流直接影响白光 LED 的发光亮度和 PN 结的结温。在照明应用中，为了获得大功率的白光 LED，往往将许多 LED 芯片通过一定的串/并联方式组合在一起，相关各个白光 LED 的特性必须匹配，在交流工作状态还必须考虑其反向电特性，因此必须测试它们在工作点上的正向电流和正向压降，以及反向漏电流和反向击穿电压等参数。

#### 2) 白光 LED 光通量和辐射通量

白光 LED 单位时间内发射的总电磁能量称为辐射通量，也就是光功率（W）。对于照明用白光 LED 光源，更关心的是照明的视觉效果，即光源发射的辐射通量中能引起人眼感知的那部分，称为光通量  $\Phi(1\text{m})$ 。辐射通量与器件的电功率之比表示白光 LED 的辐射效率。

#### 3) 白光 LED 光强分布曲线

光强分布曲线是表示白光 LED 发光在空间各方向的分布状态，在照明应用中，计算工作面的照度均匀性和白光 LED 的空间布置时，光强分布是最基本的数据。对于空间光束为旋转对称型分布的白光 LED，用一个过光束轴平面上的曲线表示即可；对光束为椭圆形分布的白光 LED，则用过光束轴及椭圆形长、短轴的两个垂直平面上的曲线来表示；对于非对称的复杂图形，一般用过光束轴六个以上截面的平面曲线来表示。

#### 4) 白光 LED 光谱功率分布

白光 LED 的光谱功率分布表示了辐射功率随波长变化的函数，它既确定了发光的颜色，





也确定了光通量及显色指数。通常相对光谱功率分布用  $S(\lambda)$  表示, 光谱功率沿峰值两边下降到其值的 50% 时, 所对应的两个波长之差  $\Delta\lambda = \lambda_2 - \lambda_1$ , 即为光谱带。

### 5) 白光 LED 色品坐标

三原色红 (R)、绿 (G)、蓝 (B) 的  $x = R/(R + G + B)$ 、 $y = G/(R + G + B)$ 、 $z = B/(R + G + B)$ , 由于  $x + y + z = 1$ , 所以只用给出  $x$  和  $y$  的值, 就能唯一地确定一种颜色, 这就是通常所说的色度图。若以  $x$ 、 $y$  作为平面坐标系, 将自然界中的各种彩色按比色实验法测出其  $x$ 、 $y$  数值, 并绘制在该坐标平面内, 便可得到色度图。该色度图边沿舌形曲线上的任一点都代表某一波长光的色调, 而曲线内的任一点均表示人眼能看到的某一种混合光的颜色。其中白光区域的特征点 A、B、C、D、E 的坐标值和色温见表 2-8。

表 2-8 白光区域的特征点对应的坐标值和色温

光源点	$x$ 坐标	$y$ 坐标	色温 (K)
A	0.447 6	0.407 4	2 854
B	0.348 4	0.351 6	4 800
C	0.310 1	0.316 2	6 800
D	0.313	0.329	6 500
E	0.333 3	0.333 3	5 500

### 6) 白光 LED 色温和显色指数

对于白光 LED 等发光颜色基本为“白色”的光源, 用色品坐标可以准确地表达该光源的表观颜色。但具体的数值很难与习惯的光色感觉联系在一起, 人们经常将光色偏橙红的称为“暖色”, 比较炽白或稍偏蓝的称为“冷色”, 因此用色温来表示光源的光色会更加直观。

光源的发光颜色与在某一温度下黑体辐射的颜色相同时, 称黑体的温度为该光源的色温 (Color Temperature)  $T$ , 单位为开 (K)。对于白光 LED, 其发光颜色往往与各种温度下的黑体 (完全辐射体) 的色品坐标都不可能完全相同, 这时就不能用色温表示。为了便于比较, 而采用相关色温 (CCT) 的概念, 也就是当光源的色品与完全辐射体在某一温度下的色品最接近, 即在 1960CIE - UCS 色品图上的色品差最小时, 该完全辐射体的温度称为该光源的相关色温。

用于照明工程的 LED, 尤其是白光 LED, 除表现颜色外, 更重要的特性往往是周围物体在 LED 光照明下所呈现出来的颜色与该物体在完全辐射 (如日光) 下的颜色是否一致, 即所谓的显色特性。

1974 年国际照明委员会 CIE 推荐了用“试验色”法来定量评价光源显色性, 该方法是测量参照光源照明下和待测光源照明下标准样品的总色位移量, 以此为基础来规定待测光源的显色性, 用一个显色指数值来表示。CIE 规定用完全辐射体或标准照明体 D 作为参照光源, 并将其显色指数定为 100, 还规定了若干测试用的标准色样。

根据在参照光源下和待测光源下, 上述标准色样形成的色差来评定待测光源显色性的好坏, 光源对某一种标准色样品的显色指数称为特殊显色指数  $R_i$ :

$$R_i = 100 \sim 4.6\Delta E_i \quad (2-21)$$

式中,  $\Delta E_i$  为第  $i$  号标准色样在参照光源下和待测光源下的色差。

CIE 推荐的标准色样共有 14 种, 其中 1 ~ 8 号为中等饱和度、中等明度的常用代表性



色调样品,第9~14号样品包括红、黄、绿、蓝等几种饱和色,欧美的皮肤色和树叶绿色。在一些特殊场合使用的LED光源,必须考核其特殊的显色指数,1985年国家制定了“光源显色性评价方法”标准,并增加了中国人女性肤色的色样,作为第15种标准色样。这对于评价在电视演播室、商场、美容场所等照明用LED光源的显色性尤为重要,光源对前8个颜色样品的平均显色指数称为一般显色指数 $R_a$ 。

#### 7) 白光LED的热性能

照明用白光LED发光效率和功率的提高是当前白光LED产业发展的关键问题之一,与此同时,LED的PN结温度及壳体散热问题显得尤为重要,一般用热阻、壳体温度、结温等参数表示。

#### 8) 白光LED的辐射安全

目前,国际电工委员会IEC将LED产品等同于半导体激光器进行辐射安全测试和论证。由于LED是窄光束、高亮度的发光器件,考虑到其辐射可能对人眼视网膜的危害,因此,对于不同场合应用的LED,国际标准规定了其有效辐射的限值要求和测试方法。目前在欧盟和美国,照明LED产品的辐射安全作为一项强制性的安全要求执行。

#### 9) 白光LED的可靠性和寿命

可靠性指标是衡量LED在各种环境中正常工作的能力,寿命是评价LED产品可用周期的质量指标,通常用有效寿命或终了寿命表示。在照明应用中,有效寿命是指LED在额定功率条件下,光通量衰减到初始值的规定百分比时所持续的时间。

① 平均寿命。一批LED同时点亮,当经过一段时间后,不亮的LED达到50%时所用的时间。

② 经济寿命。在同时考虑LED损坏及光输出衰减的情况下,其综合输出减至一特定比例时的小时数,此比例用于室外光源为70%,用于室内光源为80%。

## 2.2.2 白光LED的实现方法

### 1. 蓝光LED+不同色光荧光粉

日亚公司在蓝光LED成功开发出来之后,随之开发出来的产品便是白光LED。日亚公司研发的白光LED并不是半导体材料本身直接发出白光,而是由蓝光LED激发涂布在其上方的黄光YAG荧光粉,荧光粉被激发后产生的黄光与原先用于激发的蓝光互补而产生白光。通过芯片发出的蓝光与荧光粉发出的绿光和红光复合得到白光,显色性较好。但是,这种方法所用荧光粉的有效转换效率较低,尤其是红色荧光粉的效率需要较大幅度的提高。目前日亚公司市售商品是利用460nm的InGaN蓝光半导体激发YAG荧光粉,而产生出555nm的黄光,且已经完全商品化。随着蓝光晶粒发光效率的不断提升及YAG荧光粉合成技术的逐渐成熟,蓝光晶粒与黄光荧光粉封装的白光LED成为目前较成熟的白光LED技术。

虽然利用蓝光晶粒配合YAG荧光粉的白光LED封装技术是目前较成熟的技术,但是利用这样方法封装出来的白光LED有几个严重的问题迟迟无法解决。首先是均匀度问题,因为激发YAG荧光粉的蓝光晶粒实际上参与白光的配色,因此蓝光晶粒发光波长的偏移、强度的变化及荧光粉涂布厚度的改变均会影响白光的均匀度。最常见的例子便是利用这种方式封装的白光LED,中央部分看起来较蓝(或较白),而旁边的区域看起来较黄(荧光粉涂布



较厚), 每一只白光 LED 的颜色更不尽相同。而利用蓝光晶粒配上 YAG 荧光粉的白光 LED 技术, 具有白光色温偏高、演色性偏低等问题。因此开发一种更好的技术是目前各 LED 厂商的重大课题。

## 2. 利用紫外或紫光 (300 ~ 400 nm) LED + R、G、B 荧光粉

用紫外或紫光 (300 ~ 400 nm) LED + R、G、B 荧光粉来合成白光 LED 的工作原理和日光灯是类似的, 但是比日光灯的性能要优越, 紫光 (400 nm) LED 的转换系数可达 0.8, 各色荧光粉的量子转换效率可达 90%。

紫外光 LED 配上三色 R、G、B 荧光粉提供了另一个研发方向, 其方法主要是利用实际上不参与配出白光的紫外光 LED 激发 R、G、B 三色荧光粉, 由三色荧光粉发出的三色光配成白光。这种方法因为紫外光 LED 不实际参与白光的配色, 因此紫外光 LED 波长与强度的波动对于配出的白光而言不会特别敏感。并可由各色荧光粉的选择及配比, 调制出可接受色温及演色性的白光。该方法显色性更好, 但同样存在所用荧光粉有效转换效率较低, 尤其是红色荧光粉的效率需要较大幅度提高的问题, 且目前转换效率较高的红色和绿色荧光粉多为硫化物体系, 这类荧光粉的发光稳定性差、光衰较大, 因此开发高效的、低光衰的白光 LED 用荧光粉已成为一项迫在眉睫的任务。

利用紫外光 LED + R、G、B 荧光粉相关的研发仍有相当的发挥空间。只不过这种技术虽然有种种优点, 但是仍有相当的技术难度, 这些困难包括配合荧光粉紫外光波长的选择 (荧光粉最佳转换效率的激发波长)、紫外光 LED 制作的难度及抗 UV 封装材料的开发等, 仍有待进一步的研发。

## 3. 利用三基色原理将 R、G、B 三种 LED 混合成白光

将 R、G、B 三基色 LED 组成一个像素可得到白光, 但这种方法的主要问题是绿光的转换效率。现在红、绿、蓝光 LED 的转换效率分别达到 30%、10% 和 25%, 白光的流明效率可达 60 lm/W。通过进一步提高蓝、绿光 LED 的流明效率, 白光的流明效率可达 200 lm/W。由于合成白光所要求的色温和显色指数不同, 对合成白光的各色 LED 流明效率的要求也不同。

利用三基色 LED 直接封装成白光 LED 的方法是最早用于制成白光 LED 的方式, 其优点是无须经过荧光粉的转换, 由 R、G、B 三基色 LED 直接配成白光, 除了可避免因为荧光粉转换的损失而得到较佳的发光效率外, 更可以由分开控制 R、G、B 三基色 LED 的光强度, 达成全彩的变色效果 (可变色温), 并可由 LED 波长及强度的选择得到较佳的演色性。但其缺点是混光困难, 使用中在此光源前方各处可轻易观察到多种不同的颜色, 并在各遮蔽物后方看到彩色的影子。另外, 因为所使用的 R、G、B 三只 LED 都是热源, 散热问题更是其他种封装形式的 3 倍, 因而增加了其使用上的困难。目前利用 R、G、B 三基色 LED 封装形式的白光 LED 可得到 25 ~ 30 lm/W 的效率, 主要应用在散热问题不严重的户外显示广告牌、户外景观灯、可变色洗墙灯等。但另一方面, 采用电子电路控制, 利用 R、G、B 三基色 LED 封装形式的白光 LED, 很有机会成为取代目前 LCD 背光模块中的 CCFL 的背光源。

R、G、B 三基色 LED 合成白光的综合性能最好, 在高显色指数下, 流明效率有可能高达 200 lm/W, 要解决的主要技术难题是提高绿光 LED 的电光转换效率, 目前只有 13% 左

右,同时成本较高。

三种生成白光的技术均已实现产业化,利用紫外或紫光(300 ~ 400 nm) LED + R、G、B 荧光粉和利用三基色原理将 R、G、B 三只 LED 混合成白光的技术发展较快。而用单芯片形成白光,即只要一个芯片就可以形成白光,这种技术现在还在研发中。

目前市售白光 LED 的水平为:室温下,正向工作电压 3.6 V、电流 20 mA 时发光强度是 0.6 cd (最大为 1.1 cd);反向电压为 5 V 时,漏电流为 50  $\mu$ A;色度坐标为  $x = 0.31$ ,  $y = 0.32$  (20 mA),发光效率为 7.5 lm/W,色温为 6 000 K。目前利用白光 LED 已可以制成最大亮度为 500 cd/m<sup>2</sup> 的白色平板光源。

#### 4. 白光 LED 的特性

目前单只白光 LED 的光束(lm)仍相当微弱,因此应用于一般照明领域时需由数只白光 LED 组合成照明光源。最近几年国内外非常热衷紫外光 LED 的研发,紫外光 LED 是在蓝宝石基板上制作具有 MQW ( $x = 0.08$ ) 构造的覆芯片化结构,20 mA、3.4 V 正向电压条件下可获得 15.6 mW 的光输出与 24% 的外部量子效率,发光波长为 382 nm。此种紫外光 LED 即使输入 50 mA 电流,光输出也不会出现饱和现象,同时还可以获得 40 mW 以上的光输出。

##### 1) 利用蓝光 LED 激发 YAG 荧光体的白光 LED 特性

图 2-17 是圆头桶状型白光 LED (10 cd 级) 的发光频谱与温度的关系曲线,该圆头桶状型白光 LED 是由多个 LED 矩阵构成的,室温时蓝光 LED 的波长最大值为 465 nm。波长 555 nm 的黄光是由具有 150 nm 发光幅宽的 YAG: Ce<sup>3+</sup> 离子 (5d $\rightarrow$ 4f 迁移) 构成的。YAG: Ce<sup>3+</sup> 的发光激发波长设于 460 nm,随着温度上升 465 nm 最大发光激发波长会迁移到长波长区段,这与 InGa<sub>N</sub> 半导体的禁止波长领域的温度变化相同。555 nm 的黄光波长区段则几乎不会有迁移现象,但发光强度却会急剧下降。主要原因是温度上升后蓝光 LED 的最大发光波长迁移到长波长区段, YAG: Ce 激发区段的共鸣位置依次偏移,造成发光强度随之下降。由于白光 LED 的发光特性受到温度影响,因此温度若超过 50  $^{\circ}$ C 则黄色发光强度会急剧下降,白光的演色性变差,色度也大幅偏移。

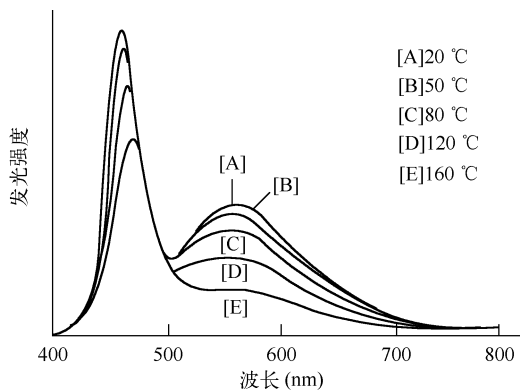


图 2-17 白光 LED 的发光频谱与温度的关系曲线

图 2-18 是白光 LED 发光效率与正向电流的关系曲线,由图可知白光 LED 每 1 mA 的发光效率约等于 45 lm/W。不过 10 mA、20 mA 时则变为 27 lm/W 与 23 lm/W,如此高的发光效

率是由于蓝光 LED 本身具有很高的内部量子效率, 以及低电流时的高注入效率。

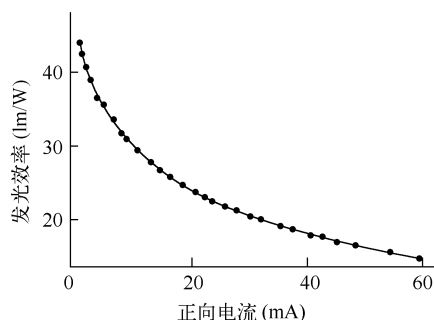


图 2-18 白光 LED 发光效率与正向电流的关系曲线

蓝光 LED + YAG 荧光粉的白光 LED 的发射波长如图 2-19 中实线所示, 包括蓝光和黄光区域的峰值, 但是在肉眼看来就是白色, 肉眼的相对光敏感性如图 2-19 中虚线所示。

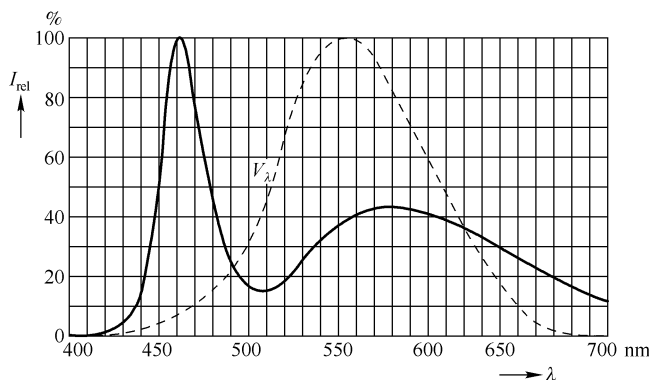


图 2-19 白光 LED 的发射波长及肉眼的相对光敏感性

因为白光是不同波长的混合, 所以, 白光 LED 不可能有一个特定波长, 而用色坐标定义白光 LED。在白光 LED 数据手册中给出色坐标随正向电流的增加而变化, 如图 2-20 所示。

正向电流的变化改变了白光 LED 的色彩坐标, 并因此改变了白光的质量。采用 InGaN 技术的 LED 并不像标准绿光、红光和黄光那样容易控制。InGaN LED 的显示波长 (色彩) 会随着正向电流而改变, 如图 2-21 所示。例如, 白光 LED 所呈现的色彩变化产生于转换材料的不同浓度, 以及蓝光 InGaN 材料随着正向电压的变化而产生的波长变化。从图 2-20 中可以看到色彩的变化,  $x$  和  $y$  坐标的移动意味着色彩的改变, 因白光 LED 没有明确的波长。在图 2-21 中, 通过增加正向电流改变其发射波长而改变了蓝光 LED 的色彩。

当正向电流高至 10 mA 时, 正向电压的变化很大, 变化量的范围大约为 800 mV (有些型号白光 LED 的变化会更大一些)。白光 LED 工作电压的变化会改变白光 LED 发光的色彩, 其原因是工作电压的变化改变了正向电流。对于不同的白光 LED, 其电流、电压特性也呈现出很大差异。

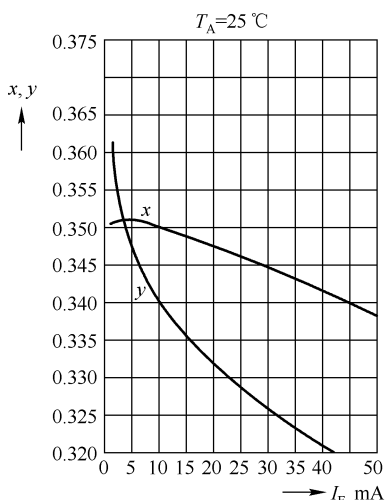


图2-20 白光 LED 色坐标随正向电流变化曲线

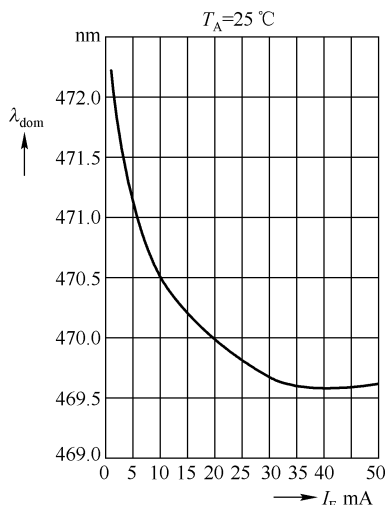


图2-21 InGaN LED 的显示波长（色彩）随正向电流变化曲线

## 2) 利用紫外光 LED 激发 R、G、B 荧光体的白光 LED 特性

图 2-22 是利用紫外光 LED 激发 R、G、B 荧光体的白光 LED 结构图。利用紫外光 LED 激发 R、G、B 荧光体的白光 LED 属于 InGaN LED（发光波长为 382 nm），它是由高反射率的金属电极与覆芯片和蓝宝石基板取光结构所构成的，可被紫外线波长激发变成白光的荧光体涂布于作为紫外线反射膜的玻璃基板表面，之后贴附于紫外光 LED 芯片上方，紫外光 LED 芯片端缘则镀有一层可将紫外线转换成可视光的膜层。不论荧光体膜厚如何、有无紫外线反射膜和芯片端缘膜层，白光 LED 的发光特性测量方法都与传统的荧光灯管完全相同。

图 2-23 是紫外光 LED 室温时发光频谱与电流的关系曲线。在电流为 10 mA 时，发光波长为 382 nm（3.24 eV），半值幅为 100 nm 时，随着电流的增加，发光波长会朝短波长区段移动，100 mA 时移动至 3.14 eV（约等于 394 nm）低能量范围。

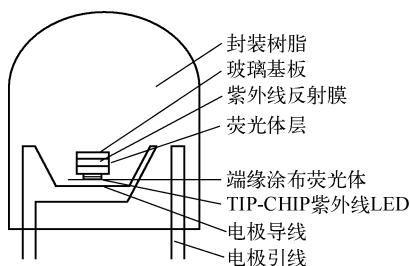


图 2-22 紫外光 LED 与 R、G、B 荧光体构成的白光 LED 结构图

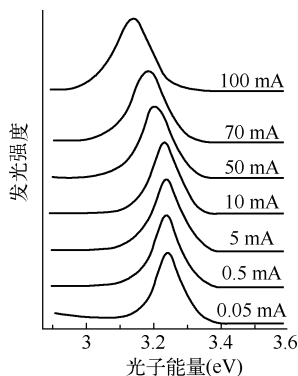


图 2-23 紫外光 LED 室温时发光频谱与电流的关系曲线

图 2-24 是紫外光 LED 的发光频谱与正向电流的关系曲线，由图可知紫外光 LED 发光强度最大值分别依附于波长 626 nm、528 nm、447 nm 范围内，即使增加注入电流发光频谱也



没有显著的改变,反而是发光强度随着电流的增加成直线形成长。此时白光 LED 的发光效率约为  $10\text{lm/W}$ ,平均演色指数  $R_a$  可通过 R、G、B 荧光体剂量的最佳化选择而达到  $83 \sim 90$ 。

图 2-25 是利用紫外光激发的白光 LED 与蓝光激发的白光 LED 的电流和色度关系曲线。电流从  $1 \sim 150\text{mA}$  增加,蓝光与 YAG 构成的白光 LED,蓝光反而逐渐变强,白光的色度变化显著改变;而紫外光激发 R、G、B 构成的白光 LED 几乎没有发生任何变化,换句话说利用紫外光激发 R、G、B 构成的白光 LED 照明光源可通过荧光体的组合获得  $R_a$  值超过 90 的高演色性白光,使得未来一般室内用照明的应用范围更加广阔。

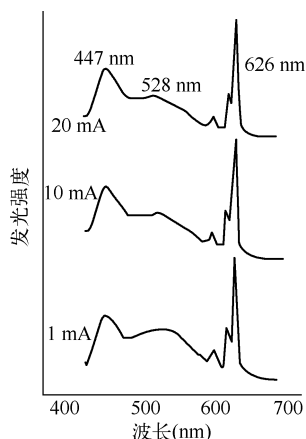


图 2-24 紫外光 LED 的发光频谱与正向电流的关系曲线

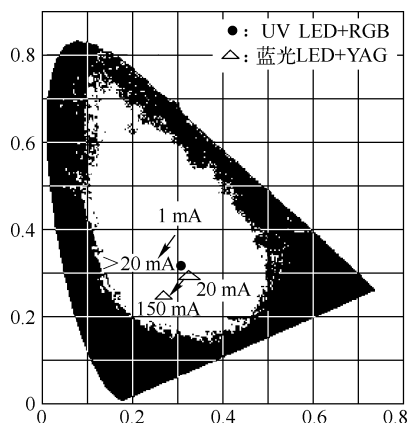


图 2-25 两种白光 LED 的电流和色度关系曲线

### 3) 利用 R、G、B 三基色 LED 构成的白光 LED 特性

图 2-26 所示为 R、G、B 三基色 LED 的发光光谱,利用 R、G、B 三基色 LED 组合构成的白光 LED,从技术上可以说是最单纯的,但在商业化过程中遇到的问题较多,主要原因是 R、G、B 三基色 LED 的半导体材质彼此差异极大,因此驱动电路的设计也变得极为复杂。红光 LED 的驱动电压为  $1.8\text{V}$ ,其他两色绿光与蓝光则为  $3.5\text{V}$ ,且 R、G、B 三基色的发光波长分别是红光  $640\text{nm}$ 、绿光  $525\text{nm}$ 、蓝光  $470\text{nm}$ ,彼此的半幅值相当狭窄,除了技术上仍有许多问题有待克服之外,每只白光 LED 的成本价格也是实用化的阻力。虽然美国业内曾经利用蓝绿光 LED (波长为  $500\text{nm}$ ) 与琥珀色 LED (波长为  $612\text{nm}$ ) 的互补色关系制作虚拟白光 LED,但实际上  $R_a$  值相当低,因此前景并不乐观。

为了使白光 LED 能具有高发光效率 ( $K$ ) 和高演色性 ( $R_a=80$ ),通常使用单晶片与多晶片两种封装方式,所谓单晶片是使用蓝色或紫色及紫外线的光线撞击荧光体或  $\text{ZnSe}$  结晶产生白光;多晶片方式是使用 R、G、B 三基色 LED 外加黄橙色 LED,  $3 \sim 4$  种 LED 同时发光合成白光,这种方式除了驱动电压与发光方

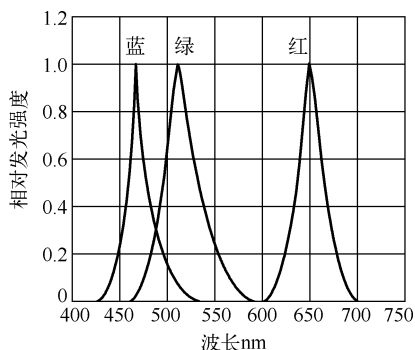


图 2-26 R、G、B 三基色 LED 的发光光谱

式不同之外, 温度特性与元件寿命也有很大的差异, 距离实用化仍有许多问题需要克服。单晶片方式则因为是由单一元件所构成, 因此驱动电路较易设计。

白光 LED 的分类见表 2-9, 表中的  $K$  与  $R_a$  值适用于上述任何种类的白光 LED。紫外光系白光 LED 的基本特性见表 2-10。

表 2-9 白光 LED 的分类

方 式	结 构	荧光材料和发光体	发 光 原 理	特 性	
				$K$ (lm/W)	$R_a$
单晶片	蓝光 LED	InGaN/YAG、CdZnSe/ZnSe 结晶	发光体激发荧光体	15 (YAG)、10	>80 (YAG)
	紫光 LED	InGaN/R、G、B 等 3、4 种荧光体	利用紫外光激发荧光体	80	80~90
多晶片	蓝光 LED 黄橙光 LED 绿光 LED 红光 LED	InGaN、AlInGaP、AlGaAs	3 或 4 种 LED 同时封装在一起	20	80

表 2-10 紫外光系白光 LED 的基本特性

结 构	材料/参数
基板	已加工过的蓝宝石
转位密度	$1.5 \times 10^8 \text{ cm}^2$
封装方式	多晶片
顺向 20 mA 时的电压	3.4 V
光输出	15.6 mW
外部量子效率	24%

从理论和技术发展分析, 白光 LED 的光效可以达到 200 lm/W 以上, 目前, 白光 LED 有两个问题必须克服, 即提高光效和光通量。人们正在对 LED 芯片 (蓝色、紫外)、LED 封装 (包括荧光粉涂敷工艺) 及荧光粉进行改进。对芯片来说, 应发展大尺寸芯片、制造大功率芯片、采用芯片倒置新技术使外量子效率提高, 积极研制波长更短的紫外光 LED。最近美国南加州大学采用四元 AlInGaP 多层量子阱 (MQW) 技术研制出发射峰值为 305 ~ 340 nm 的紫外光 LED, 这是目前最短的紫外光 LED。对于  $20 \mu\text{m} \times 1000 \mu\text{m}$  这种条状 LED 器件而言, 发射峰值为 340 nm 时的输出功率高达 1 mW。

## 5. GaInN LED

GaInN LED 是在具有绝缘性的蓝宝石上长晶, 因此可由上方长晶面取得 P 与 N 两个电极, 由活性层所产生的光线是通过厚度极薄的 P 型电极取出的, 构造上与 AlGaAs 型或 AlGaInP LED 完全不同。自从 GaInN LED 实用化后加上长晶技术的改善使得发光效率有明显的增加, 目前蓝光与绿光 GaInN LED 的发光效率已经从过去的 0.5 lm/W 和 7 lm/W 提高到 8 lm/W 和 40 lm/W (发光效率是以 20 mA 动作电流与典型的动作电压值计算的)。

GaInN 型材料具有高密度结晶瑕疵, 由于有关 GaInN 型 LED 的高发光效率动作机制仍不清楚, 若单纯从材料特性推测一般认为是载子 (Carrier) 局部空间具备捕捉效果所造成的, 载子效应可能是提高 GaInN 型 LED 内部量子效率的关键要素。



此外, AlGaInP LED 除了内部量子效率等因素, 还可利用取光技术改善提高 GaInN LED 的发光效率, 例如, LED 覆芯片化后便可增加 2 倍输出。图 2-27 是覆芯片化的断面图与以往上方取光结果的比较, 覆芯片化的结构以反射率极高的金属作为 P 型电极, 由蓝宝石基板端缘取光, 因此电极的光损耗相对减少。目前覆芯片化结构的 LED 已经进入量产阶段。

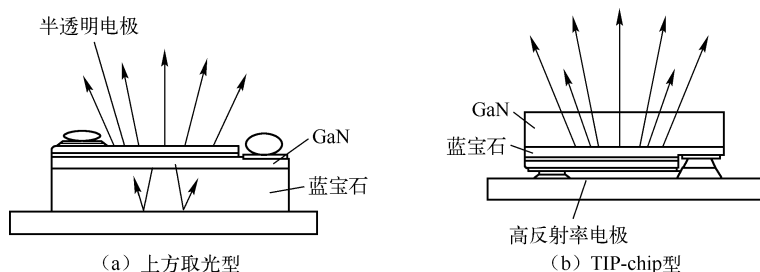


图 2-27 GaInN 系列 LED 取光效果

## 6. LED 的光衰

### 1) 晶片对白光 LED 光衰的影响

从目前实验的结果来看, 晶片对光衰的影响分为两大类: 第一类是晶片的材质不同导致衰减不同, 目前常用的蓝光晶片衬底材质为碳化硅和蓝宝石, 碳化硅一般结构设计为单电极, 其导热效果比较好, 蓝宝石一般设计为双电极, 热量较难导出, 导热效果较差; 第二类是晶片的尺寸大小, 在晶片材质相同时, 尺寸大小不同衰减差距也不同。

### 2) 固晶底胶对白光 LED 光衰的影响

在白光 LED 封装行业中通常用到的固晶胶有环氧树脂绝缘胶、硅树脂绝缘胶、银胶, 三者各有利弊, 在选用时要综合考虑。环氧树脂绝缘胶导热性差, 但亮度高; 硅树脂绝缘胶导热效果比环氧树脂稍好, 亮度高, 但由于硅成分占一定比例, 固晶时旁边残留的硅树脂与荧光胶里的环氧树脂相结合会产生隔层现象, 经过冷热冲击后将产生剥离而导致 LED 故障; 银胶的导热性比前两者都好, 可以延长 LED 芯片的寿命, 但银胶对光的吸收比较大, 导致亮度低。对于双电极蓝光晶片在用银胶固晶时, 对胶量的控制也很严格, 否则容易产生短路, 直接影响到产品的良品率。

### 3) 荧光粉对白光 LED 光衰的影响

实现白光 LED 的途径有多种, 目前使用最为普遍也最成熟的一种是通过在蓝光晶片上涂抹一层黄色荧光粉, 使蓝光和黄光混合成白光, 所以荧光粉的材质对白光 LED 的衰减影响很大。市场上最主流的荧光粉是 YAG 钇铝石榴石荧光粉、硅酸盐荧光粉、氮化物荧光粉, 与蓝光 LED 芯片相比荧光粉有加速老化白光 LED 的作用, 而且不同厂商的荧光粉对光衰的影响程度也不相同, 这与荧光粉的原材料成分关系密切。

### 4) 荧光胶水对白光 LED 光衰的影响

传统封装的白光 LED, 荧光胶一般采用环氧树脂或硅胶, 经过光衰实验的结果得出, 用硅胶配粉的白光 LED 寿命明显比用环氧树脂的长。原因之一是用以上两种方法封装的成品 LED, 硅胶比环氧树脂抗紫外线的能力强且硅胶散热效果比环氧树脂好。但在相同条件下, 用硅胶配粉的初始亮度要比用环氧树脂配粉的低, 最主要的原因是硅胶的折射率 (1.3

~1.4) 比环氧树脂 (1.5 以上) 低, 所以初始光效不及环氧树脂高。

#### 5) 支架对白光 LED 光衰的影响

LED 支架主要有铜支架和铁支架。铜支架导热、导电性能好, 价格高, 而铁支架的导热、导电性能相对较差, 更容易生锈, 但价格便宜。市场上的 LED 大部分使用铁支架。不同材料的支架对 LED 性能的影响也不同, 特别是对光衰的影响尤为突出。这主要是由于铜的导热性能比铁好很多, 铜的导热系数是  $398 \text{ W (m.k)}$ , 而铁的导热系数只有  $50 \text{ W (m.k)}$  左右, 仅为前者的  $1/8$ ; 另外, 还与支架的电镀层厚度密切相关。在选用支架时, 还要注意支架的碗杯大小是否与发光芯片及模粒匹配, 其匹配质量的优劣直接影响白光 LED 的光学效果。若匹配性差容易造成光斑形状不对称、有黄圈, 以及有黑斑等, 直接影响到产品的质量。

各种品牌 LED 的光衰是不同的, 通常 LED 的生产厂家会给出一套标准的光衰曲线。例如, 美国 Cree 公司生产的 LED 光衰曲线如图 2-28 所示。

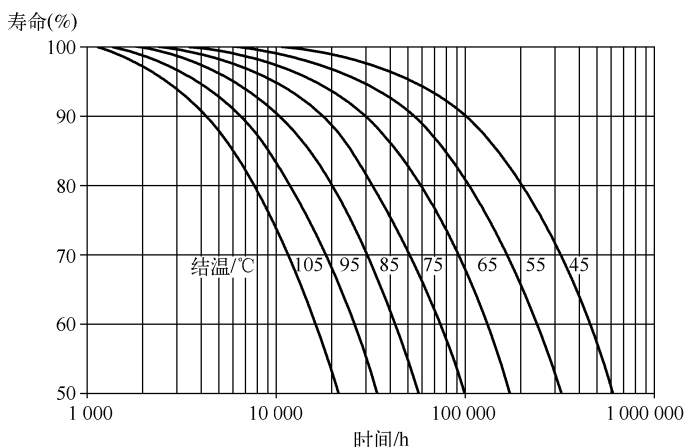


图 2-28 美国 Cree 公司的 LED 光衰曲线

从图 2-28 中可以看出, LED 的光衰和它的结温有关, 所谓结温是指半导体 PN 结的温度, 结温越高越早出现光衰, 也就是寿命越短。从图 2-28 中可以看出, 假如结温为  $105^{\circ}\text{C}$ , 亮度降至 70% 的寿命只有一万多小时,  $95^{\circ}\text{C}$  就有 20 000 h, 而结温降低到  $75^{\circ}\text{C}$ , 寿命就有 50 000 h,  $65^{\circ}\text{C}$  时可以延长至 90 000 h。所以延长寿命的关键是要降低结温。这些数据只适合于 Cree 公司生产的 LED, 并不适合其他公司的 LED。

### 7. 白光 LED 的开发动向

白光 LED 自开发成功以来, 发光效率不断提高, 从开发初期的  $5 \text{ lm/W}$ , 到相当于白炽灯的光效  $15 \text{ lm/W}$ , 后来又提高到相当于卤钨灯的光效  $25 \text{ lm/W}$ 。最近美国 Agilent 实验室已研制开发成功光效为  $100 \text{ lm/W}$  的有色 LED 和光效达  $40 \sim 50 \text{ lm/W}$  的白光 LED。

为获得高显色性 ( $R_a \geq 85$ ), 基本上白光 LED 可分为单芯片型与多芯片型两种, 一种是同时点亮 R、G、B 三色 LED 产生白光; 另一种是利用蓝光或紫外光 LED 作为激发光源, 激发荧光体获得白光。除此之外, 单芯片型最新的技术动向是改变活性层的性质, 利用单纯的半导体产生 R、G、B 三色光, 进而获得白光效果。



多芯片型因各颜色 LED 的驱动电压、发光功率、配光特性的差异,以及温度特性、组件寿命等,距离实用化还存有许多问题待解决。单芯片型因为组件种类单纯,因此具有驱动电路设计容易等优点。

### 1) 单芯片 LED

① InGaN LED (蓝)/YAG 荧光粉。这是一种目前较为成熟的产品,其中 1 W 和 5 W 的白光 LED 已有批量产品。这些产品采用芯片倒装结构,提高发光效率和散热效果。荧光粉涂敷工艺的改进,可将色均匀性提高 10 倍。实验证明,电流和温度的增加使 LED 光谱有些蓝移和红移,但对荧光光谱影响并不大。寿命实验结果也较好, $\phi 5\text{ mm}$  的白光 LED 在工作 12 000 h 后,光输出下降 80%,而这种功率白光 LED 在工作 12 000 h 后仅下降 10%,估计工作 50 000 h 后下降 30%。这种功率型白光 LED 的最高效率达到 44.3 lm/W,最高光通量为 187 lm,产业化产品可达 120 lm, $R_a$  为 75 ~ 80。

② InGaN (蓝)/红荧光粉 + 绿荧光粉。LVmileds 公司采用 460 nm 的 LED 配以 Sr-Ga<sub>2</sub>S<sub>4</sub>: EV2 + (绿色) 和 SrS: EV2 + (红色) 荧光粉,色温可达到 3 000 ~ 6 000 K, $R_a$  达到 82 ~ 87,较前述产品有所提高。

③ InGaN (紫外)/(红 + 绿 + 蓝) 荧光粉。目前,日亚、丰田等公司均在大力研制紫外 LED, Cree 公司已生产出 50 mW、385 ~ 405 nm 的紫外 LED; 丰田公司已生产出此类白光 LED,其  $R_a \geq 90$ ,但发光效率还不够理想;日亚公司于最近制得 365 nm、1 mm<sup>2</sup>、4.6 V、500 mA 的高功率紫外 LED,若制成白色 LED,会有较好效果。

### 2) 双芯片 LED

可由蓝 LED + 黄 LED、蓝 LED + 黄绿 LED 及蓝绿 LED + 黄 LED 制成白光 LED,此种器件成本比较低,但由于是两种颜色 LED 形成的白光,显色性较差,只能在显色性要求不高的场合使用。

### 3) 三芯片 (蓝色 + 绿色 + 红色) LED

Philips 公司用 470 nm、540 nm 和 610 nm 的 LED 芯片制成  $R_a > 80$  的白光 LED,色温可达 3 500 K。若用 470 nm、525 nm 和 635 nm 的 LED 芯片,则缺少黄色调, $R_a$  只能达到 20 或 30,采用波长补偿和光通量反馈方法可使色移动降低到可接受程度。

### 4) 四芯片 (蓝色 + 绿色 + 红色 + 黄色) LED

采用 465 nm、535 nm、590 nm 和 625 nm LED 芯片可制成  $R_a > 90$  的白光 LED。此外, Nor-IVx 公司用 90 只三色芯片 (R、G、B) 制成 10 W 的白光 LED,每个器件光通量达 130 lm,色温为 5 500 K。

表 2-11 是日亚 BY 白光 LED 和 21 世纪光源计划小组的 R、G、B 白光 LED,以及山口大学 OYGB 白光 LED 的发光效率、色温、平均演色评价数  $R_a$  等照明光源必备的光学特性比较。

表 2-11 3 种白光 LED 的光学特性比较

白光 LED	BY	R、G、B	OYGB
特 性			
发光效率	> 15 lm/W	10 lm/W	> 20 lm/W
色温 ( $T_c$ )	650 K (昼白色)	4 000 K (昼白色)	3 700 K (温白色)
平均演色评价数 ( $R_a$ )	> 80	> 85	> 93



山口大学的 OYGB 白光 LED 的 O 表示橘色, Y 表示黄色, G 表示绿色, B 表示蓝色, 如此的设计主要目的是要补强 OY 荧光体宽广发光领域的红色成分之后再与 GB 混色获得白光。荧光体最佳激发波长为 400 nm, 即使激发波长在 370 ~ 410 nm 之间变动, 仍然可维持一定程度的发光强度, 但色温会随着 OYGB 的混合比率, 涵盖 3 000 ~ 6 500 K 的范围, 同时还可以得到  $R_a > 93$  的高演色性, 这些测试结果显示 OYGB 白光 LED 具备良好的光学特性。

有关 21 世纪光源计划小组的 R、G、B 白光 LED 色度变化, 由于它的色度变化是沿着等偏差线变化, 因此一般认为可由 R、G、B 荧光体的混合比抑制偏差的变化量。山口大学的 OYGB 白光 LED 色度变化, 随着注入电流的增加, 色度变化与白光偏差都很小, 因此可以获得光色很稳定的白光。最后是有有关发光效率, 日亚的 BY 白光 LED 发光效率是三者中最高的, 注入电流的依存性也是最好的。

目前已经商品化的 BY 白光 LED 是利用补色关系实现白光, 因此无法获得高演色性 ( $R_a > 85$ ), 高电流时会产生色度偏差、温度特性恶化等问题。由于照明用白光 LED 必须是高演色性、均一照度的白光, 基于此观点近紫外、紫外 LED 与多色发光荧光体组合, 形成类似荧光灯发光特性的白光光源, 将成为未来照明用白光 LED 的主流。

未来白光 LED 在技术上有朝三波长全彩发展的趋势, 在亮度上目前为 15 lm/W, 未来目标是达到 50 lm/W。因此三波长全彩、高流明、低成本是白光 LED 的发展趋势。白光 LED 未来研发动向见表 2-12。

表 2-12 白光 LED 未来研发动向

发展方向	目前指标	研发目标
提高光效率	15 lm/W	100 lm/W
GaN 无机 UV LED 短波激发光源研发	460 nm	254 nm
外部能量转换效率研发	10%	40%
高荧光材料能量转换效率研发	60%	90%
降低成本	2 lm/\$	2 000 lm/\$
无机 LED 晶体成本	1 个/\$	0.2 个/\$
高操作功率技术研发		



## 2.3 大功率白光 LED 的结构与特性

### 2.3.1 大功率白光 LED 的结构特点

从消耗功率来讲, 通常把毫瓦级 LED 称为小功率, 把瓦级 LED 称为大功率。目前所见的大功率 LED 分为单芯片大尺寸和多芯片小尺寸组合两种, 如图 2-29 所示。大功率 LED 应用中的 4 个技术指标是: 光强分布、色温分布、热阻及显色性。

- ① 掌握瓦级大功率 LED 的光强分布图, 是正确使用大功率 LED 所必需的。
- ② 大功率 LED 的色温分布是否均匀, 将直接影响照明效果; 而且色温与显色指数是互

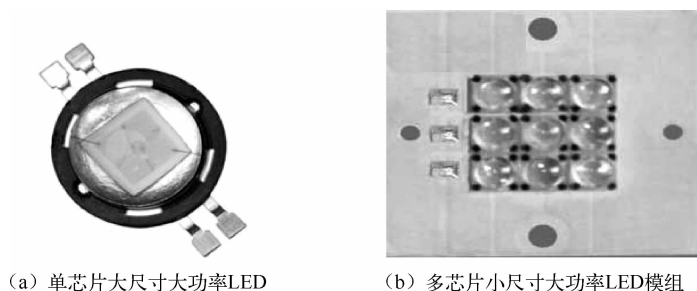


图 2-29 大功率 LED 芯片

相关联的, 色温的改变会引起显色指数的变化。

③ 大功率 LED 的热阻直接影响 LED 器件的散热。热阻低, 散热好; 热阻高则散热差。器件温升高会影响光的波长漂移。根据经验, 温度升高  $1^{\circ}\text{C}$ , 光波长要漂移  $0.2 \sim 0.3 \text{ nm}$ , 这样会直接影响器件的发光质量。温升过高也直接影响瓦级大功率 LED 的使用寿命。

④ 显色性是白光 LED 的重要指标, 用于照明的白光 LED 的显色性必须在 80 以上。

由于大功率白光 LED 制造工艺、器件设计、组装技术三方面的进展, LED 发光性能一直在提高, 其成本一直在降低。PN 结设计、再辐射磷光体和透镜结构都有助于提高效率, 因此也有助于提高可获得的光输出。

目前多数的封装方式已无法满足今天与未来的应用需求, 对于大功率白光 LED 的封装厂商来说, 一个主要的挑战来自于热处理课题。这是因为在高热下晶格会产生振动, 进而造成结构上的改变, 这将降低发光度, 甚至令 LED 无法使用, 也会对交错连接的封入聚合物造成影响。

LED 的外量子效率取决于外延材料的内量子效率和芯片的取光效率, 由于大功率白光 LED 采用了 MOCVD 外延生长技术和多量子阱结构, 并在精确控制生长和掺杂及减少缺陷等方面取得了突破性进展, 其外延片的内量子效率已有很大提高。AlGaInN 虽不及 AlGaInP, 但波长  $615 \text{ nm}$  的 AlGaInP 的内量子效率已接近极限  $100\%$ 。由于半导体与封装的环氧树脂折射率相差较大, 致使内部的全反射临界角很小, 有源层产生的光只有小部分被取出, 大部分在芯片内部经多次反射而被吸收, 成为大功率白光 LED 芯片取光效率很低的主要原因, 提高取光效率主要有以下几种结构。

### 1. AlGaInN 蓝宝石大功率白光 LED 芯片倒装结构

为满足光源对高光通量的需求, 美国 AXT 公司将 AlGaInN 芯片面积由常规的  $0.325 \text{ mm} \times 0.375 \text{ mm}$  增大至  $1.26 \text{ mm} \times 1.26 \text{ mm}$ , 制成的 P2 系列大结面积正面出光的大功率白光 LED 芯片, 能够在大电流 ( $350 \text{ mA}$ ) 下工作, 不同波长 ( $450 \text{ nm}$ 、 $505 \text{ nm}$ 、 $525 \text{ nm}$ ) 下的辐射光通量分别为  $35 \text{ mW}$ 、 $30 \text{ mW}$ 、 $27 \text{ mW}$ , 流明效率分别为  $6 \text{ lm/W}$ 、 $12.5 \text{ lm/W}$ 、 $17.5 \text{ lm/W}$ 。尽管对芯片结构进行了优化设计, 具有良好的电流扩展和背反射层, 但其取光效率仍然受到了很大的限制, 原因是: AlGaInN 一般是外延生长在绝缘的蓝宝石衬底上, 欧姆接触的 P 电极和 N 电极只能在外延表面的同一侧, 正面射出的光将被接触电极吸收和键合引线遮挡。造成光吸收的主要因素是: P 型 GaN 层电导率较低, 为满足电流扩展的要求, 覆盖于外延层表面大部分的半透明 NiAu 欧姆接触层的厚度应大于  $500 \text{ \AA}$ , 但是, 要使光吸收最小, NiAu 欧姆

接触层的厚度必须非常薄，这样在透光率和扩展电阻率二者之间就要进行适当的折中，折中设计的结果必定使其功率转换的提高受到限制。

传统的蓝宝石衬底 GaN 基芯片结构如图 2-30 所示，电极刚好位于芯片的出光面。在这种结构中，小部分 P-GaN 层和发光层被刻蚀，以便与下面的 N-GaN 层形成电接触。光从最上面的 P-GaN 层取出。P-GaN 层有限的电导率要求在 P-GaN 层表面再沉淀一层电流扩散的金属层。这个电流扩散层由 Ni 和 Au 组成，会吸收部分光，从而降低芯片的出光效率。为了减少对发射光的吸收，电流扩展层的厚度应减小到几百纳米。厚度的减小反过来又限制了电流扩散层在 P-GaN 层表面均匀和可靠地扩散大电流的能力。因此这种 P 型接触结构制约了 LED 芯片的工作功率。同时这种结构 PN 结的热量通过蓝宝石衬底导出去，导热路径较长，由于蓝宝石的热导系数较金属低 [为  $35 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ ]，因此这种结构的 LED 芯片热阻较大。此外，这种结构的 P 电极和引线也会挡住部分光线进入器件封装，所以，这种正装 LED 芯片的功率、出光效率和热性能均不可能是最优的。

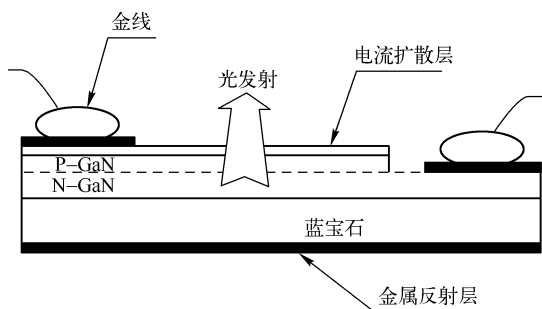


图 2-30 传统的蓝宝石衬底 GaN 基芯片结构

为了克服正装芯片的这些不足，LVmileds Lighting 公司发明了倒装芯片结构，如图 2-31 所示。在这种结构中，光从蓝宝石衬底取出，不必从电流扩散层取出。由于不从电流扩散层取光，这样不透光的电流扩散层可以加厚，增加了芯片的电流密度。同时这种结构还可以将 PN 结的热量直接通过金属凸点导给热导系数高的硅衬底 [为  $145 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ ]，散热效果更优；而且在 PN 结与 P 电极之间增加了一个反光层，消除了电极和引线的挡光，因此这种结构具有电、光、热等方面最优的特性。

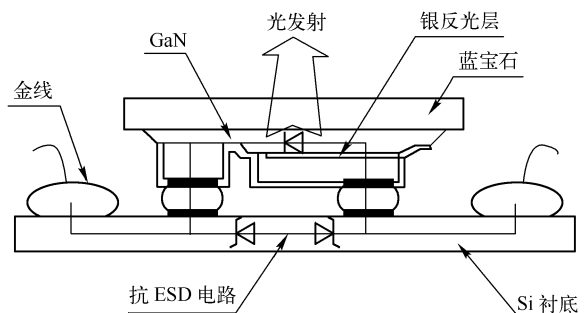


图 2-31 FLIP-CHIP 结构



这种结构是通过透明的蓝宝石衬底取光,这样不仅能避免 P 型、N 型欧姆接触电极吸光和键合引线挡光的影响,而且还可不必考虑 NiAu 欧姆接触层的透光性将其厚度增至 500 Å 以上,从而改善了注入电流扩展的效果,降低了正向压降;同时还起到了背反射作用,将有源层发出的光经过底部的 NiAu 层反射,从蓝宝石衬底取出,因此 AlGaInN 倒装芯片结构使取光效率有了明显提高。其制造过程如下:

① 在外延片顶部的 P 型 GaN: Mg 淀积厚度大于 500 Å 的 NiAu 层,用于欧姆接触和背反射;

② 采用掩模选择刻蚀掉 P 型层和多量子阱有源层,露出 N 型层;

③ 淀积、刻蚀形成 N 型欧姆接触层,芯片尺寸为 1 mm × 1 mm, P 型欧姆接触为正方形,周欧姆接触以梳状插入其中,这样可缩短电流扩展距离,将扩展电阻降至最小;

④ 将金属化凸点的 AlGaInN 芯片倒装焊接在具有防静电保护二极管 (ESD) 的硅载体上;

⑤ 通过倒装 AlGaInN 芯片的硅载体与管壳底盘进行电气连接,并将其封装在具有良好光学特性、允许大电流和高温工作的管壳之中。

大功率 AlGaInN 背面出光 (倒装芯片) LED 结面积为 0.7 mm<sup>2</sup>, 大功率 AlGaInN 正面出光 LED 结面积为 0.7 mm<sup>2</sup>, 常规型 AlGaIn NLED 结面积为 0.07 mm<sup>2</sup>, 三种器件相比, 常规型 LED 由于芯片尺寸较小, 在大电流 (150 mA) 下工作仅几小时就出现明显退化而永久失效, 而大功率白光 LED 即使在 1 A 电流下工作也未出现功率下降和失效, 同时还可看出背面出光的大功率白光 LED 比正面出光的 LED 具有更高的功率转换效率, 在 200 mA 电流下光通量约为 16 ~ 27 lm, 在 1 A 电流下可达到 48 lm。为便于对正面出光和背面出光两种大功率白光 LED 在不同波长下的外量子效率进行比较, 两种器件均来自于同一外延片, 并采用脉冲方式工作, 以避免热阻的影响。在驱动电流为 25 ~ 1 000 mA 和蓝光到绿光波长的覆盖范围内, 背面出光的大功率白光 LED 比正面出光的 LED 外量子效率大 1.6 倍, 具有更高的取光效率。AlGaInN 大功率倒装芯片 LED 在正向电流 200 mA、正向电压 2.95 V 下的外量子效率为 21%; 正向电流 1 A、正向电压 3.3 V 时的光输出功率约为 400 mW; 200 mA 时的功率转换效率为 20%。当热衬温度为 55 °C、电流密度为 50 A/cm<sup>2</sup> 时, 器件的工作寿命数据为 80 只器件 1 000 h 连续工作的光输出功率仅下降 3%。上述结果表明: AlGaInN 大功率倒装芯片 (FC) LED 的性能是优异的。

## 2. AlGaInN/SiC (碳化硅) 背面出光的大功率白光 LED 芯片结构

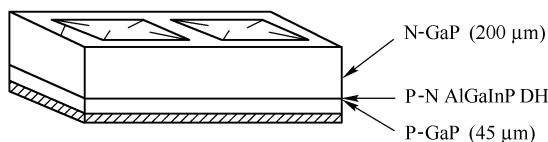
美国 Cree 公司是全球唯一采用 SiC 衬底制造 AlGaInN 大功率白光 LED 的厂家, 近年来 AlGaInN/SiC 芯片结构不断改进, 亮度不断提高。由于 P 型和 N 型电极分别位于芯片的底部和顶部, 单引线键合, 兼容性较好, 使用方便, 因而成为 AlGaInN LED 发展的另一主流。AlGaInN/SiC 有正面出光和背面出光两种结构, 芯片尺寸为 0.3 mm × 0.3 mm。由于背面出光结构芯片的内部反射光可通过背面的反射层有效地从正面取出, 因而亮度比正面出光结构提高 50%, 紫外 (395 ~ 405 nm) 芯片的外量子效率约为 25%。该公司推出的 XBTM 系列背面出光大功率白光 LED 芯片, 尺寸为 0.9 mm × 0.9 mm, 顶部引线键合垫 (直径为 122 μm) 处于中央位置, “米”字形电极 (宽度为 30 μm) 使注入电流能够较为均匀地扩展, 底部采用 AuSn 合金将芯片倒装焊接在管壳底盘上, 具有较低的热阻。工作电流为

400 mA 时波长为 405 nm 和 470 nm 的输出光功率分别为 250 mW 和 150 mW。由于 SiC 不仅导电而且具有良好的导热性能, 适宜做成耐高温的大功率器件, 因此 AlGaInN/SiC 背面出光的大功率白光 LED 在未来的照明变革中将是一种非常有竞争力的固体光源。

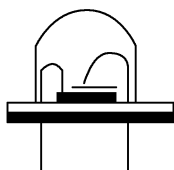
### 3. AlGaInP 大功率 (TS) LED

自从 AlGaInP 大功率白光 LED 问世以来, 各厂家一直都在通过采用新型芯片结构来提高 AlGaInP 芯片的取光效率, 这些结构包括: 一次外延较厚窗口层和布拉格反射层, 二次外延生长厚窗口层和电流阻挡层。采用晶片键合以透明的 GaP 衬底 (TS) 取代吸光的 GaS 衬底 (AS) 等。它们对 LED 芯片的取光效率都有不同程度的提高, 其中效果最佳者应属美国 HP 公司所独有的二次外延厚窗口层 ( $60\text{ }\mu\text{m}$ ) 和晶片键合的透明衬底 (TS) 结构, 小结面积 ( $0.3\text{ mm}^2$ ) 的常规 LED 芯片, 其光通量为吸收衬底 (AS) 的 2 ~ 3 倍, 流明效率一般超过  $50\text{ lm/W}$ , 波长为 611 nm 时可达  $10\text{ lm/W}$ , 波长为 590 ~ 611 nm 的外量子效率一般为 15%, 652 nm 时可达 55%, SMM 封装的光通量一般为 5 ~ 10 lm。为提高其光通量, 研发出了大功率大结面积 ( $0.5\text{ mm}^2$ ) 的透明衬底 (TS) 芯片, 尽管大芯片会给侧面出光带来不利影响, 从而使外量子效率有所降低, 但其发光通量却为 TS 小结面积的 5 倍。推出的 TS 倒梯形结构的大功率大结面积芯片, 在 590 ~ 640 nm 波长范围、直流工作电流为 500 mA 时的发光通量大于 60 lm, 大约相当于 100 ~ 350 mW 的光功率。这种芯片的电流密度均为  $40\text{ mA/cm}^2$ , 以脉冲方式工作时可达到 140 lm。其发光效率虽然超过了 60 W 的白炽灯 ( $>15\text{ lm/W}$ ), 但由于常规环氧封装具有较大的热阻, 因此即使作为低光通量光源应用也受到了限制。

HP 公司以非常规的 LED 设计理念和独有的晶片键合技术最先推出了 AlGaInP 大功率 (TS) LED, 其结构如图 2-32 所示。芯片尺寸为  $0.375\text{ mm} \times 4.5\text{ mm}$ , 芯片首先倒装在铜载体上, 然后再将装有芯片的载体固定在 TO-66 管壳上, 最后用环氧封装。工作时将已封装的管壳固定在大面积的热衬 (散热片) 上, 用来改善封装的热性能。该器件的  $P-I$  特性曲线如图 2-33 所示, 输出光功率在直流工作时可达到 80 lm (265 mW), 以脉冲 1 s 脉宽、0.1% 占空比方式工作时可达到 195 lm (约为 475 mW)。



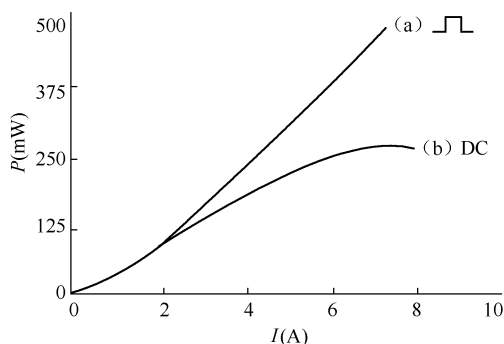
(a) 芯片结构



(b) 封装结构

图 2-32 AlGaInP 大功率 (TS) LED 芯片结构及封装示意图



图 2-33 AlGaInP 大功率 (TS) LED 的  $P-I$  特性曲线

#### 4. InGaAlP (AS) 纹理表面结构的大功率白光 LED 芯片

采用晶片键合技术的 AlGaInP (TS) LED 性能虽好, 但因其技术复杂、生产成本低而难以广泛使用, 为解决这一问题, 进一步提高大功率 AlGaInP LED 的市场潜力, 必须做到发光效率高, 生产成本低。按照这一理念, 德国 Osram 公司研制出 InGaAlP LED 芯片, 采用最新设计将芯片窗口层表面腐蚀成能够提高取光效率的纹理结构, 如图 2-34 所示, 芯片表面纹理的基本单元为具有斜面的三角形结构。

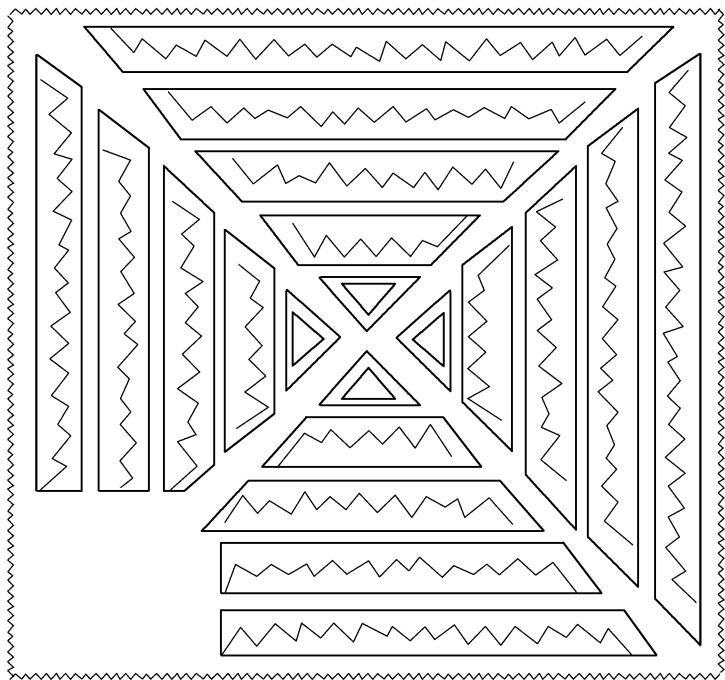


图 2-34 InGaAlP (AS) 纹理表面高效取光结构的大功率 LED 芯片

图 2-35 所示为 InGaAlP (AS) 纹理表面的取光模式, 实线为纹理表面的整体结构, 虚线表示外延层的平面窗口层。图 2-35 (a) 通过表面侧壁直接取光, 图 2-35 (b) 经过侧壁反射改变临界角后从另一侧壁取光。

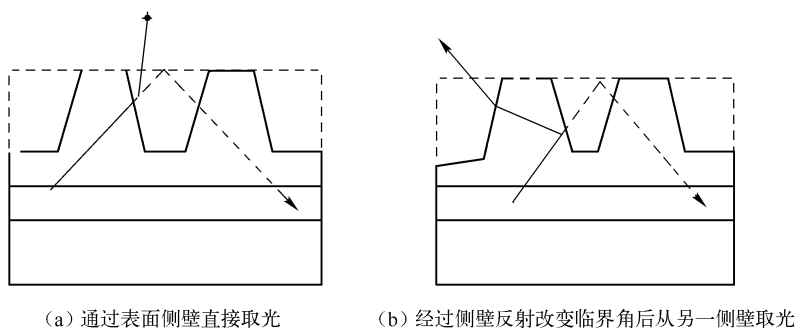


图 2-35 InGaAlP (AS) 纹理表面的取光模式

光子的反射路线被封闭在这样的结构之中, 使有源层发出的光子能够更有效地被取出, 通过不同的表面直接射出, 经多次反射后通过改变入射角再射出。欧姆接触电极位于取光结构注入电流的部位, 这样可使注入电流更有效地扩展到有源区。外延片的布拉格反射层被设计成具有较宽的反射角度, 这样可使芯片背反射的大部分被覆盖。采用这种纹理表面结构的 InGaAlP (AS) LED 芯片可以获得大于 50% 的外量子效率, 芯片封装后的功率转换效率超过 30 lm/W, 是常规 InGaAlP (AS) LED 的 2 倍, 与采用晶片键合技术的透明衬底 (TS) LED 的性能相当。

纹理表面结构对光束角特性没有影响, 不仅可取代常规的方形芯片, 而且可以很容易按比例放大成大功率的大尺寸芯片。这种芯片可在 4 英寸 GaAs 衬底上通过 MOCVD 一次外延直接生长成高内量子效率的外延片, 并可采用常规的芯片制造技术进行大规模生产。而晶片键合透明衬底的 InGaAlP (TS) LED 由于技术复杂只能采用 3 英寸的 GaAs 衬底, 因此在降低生产成本和实现产业化规模生产方面, 纹理表面高效取光结构的 InGaAlP (AS) LED 具有广阔的发展前景。

### 2.3.2 照明用白光 LED

#### 1. 照明用白光 LED 的技术指标

照明用白光 LED 不同于传统的 LED 产品, 在技术性能指标上有一些特殊要求。

① 光通量。一只  $\phi 5\text{ mm}$  的 LED 光通量仅为 1 lm 左右, 而用做照明的白光功率 LED 希望达到 1 klm。当然, 光通量为 0.1 klm 和 0.01 klm 的功率 LED 也能达到要求较低的照明需求。由于 15 W 白炽灯的效率较低, 仅 8 lm/W, 所以一个 15 W 白炽灯的光通量与 25 lm/W 的 5 W 白光功率 LED 器件相当。

② 发光效率。目前产业化产品已从 15 lm/W 提高到 25 lm/W, 研究水平为 32 lm/W, 最高水平已达 44.3 lm/W。

③ 色温。在 2 500 ~ 6 000 K 之间, 最好是 2 500 ~ 3 500 K 之间。

④ 显色指数  $R_a$ 。 $R_a$  最好达到 100。

⑤ 稳定性。波长和光通量均要求保持稳定, 但其稳定性程度根据照明场合的需求而定。

⑥ 寿命。50 000 ~ 100 000 h。



## 2. 不同色温白光 LED 的光谱特性

目前,普通的白光 LED 与用做照明光源的白光 LED 在概念上有质的差异,并不是越“白”越好。人们对用做照明的白光光源有着严格的要求,我国早已制定标准。照明光源有 6 个严格的标准色温区: 6 400 K、5 000 K、4 000 K、3 450 K、2 900 K、2 700 K 及其相应的色域。照明光源的色品质参数是相互关联的,必须同时得到满足,方可称为合格的照明光源。尽管目前作为照明光源的白光 LED 还没有国际 CIE 标准及国家标准,但是应当参照国际 CIE 和中国国家照明标准来要求和指导白光 LED 新照明光源的发展与应用。

多家公司提供的不同等级的 InGaN 蓝光 LED 芯片,这些芯片按发射波长分为 455 ~ 460 nm、460 ~ 465 nm 及 465 ~ 470 nm,光强一般在 40 mcd 以上。蓝光芯片尺寸大多为 320  $\mu\text{m}$   $\times$  320  $\mu\text{m}$  左右。依据发光学光转换和色度学原理,采用蓝光 LED 芯片和可被蓝光有效激发的荧光粉有机组合成白光 LED 技术实现白光,荧光粉选择是多样性的,可以是一种黄色荧光粉或黄色和红色混合荧光粉。调控各发光颜色强度比,可实现各种色温的白光。

## 3. 照明用 LED 产品必须解决的技术问题

照明用瓦级功率白光 LED 产品要实现产业化还必须解决以下技术问题。

① 粉涂布量控制。蓝光 LED 芯片 + 荧光粉工艺采用的涂胶方法,通常是将荧光粉与胶混合后用分配器将其涂到芯片上。在操作过程中,由于载体胶的黏度是动态参数、荧光粉比重大于载体胶而产生沉淀及分配器精度等因素的影响,此工艺控制荧光粉涂布量均匀性有难度,导致了白光颜色不均匀。

② 片光电参数配合。因半导体生产工艺的特点,决定了同种材料同一晶圆芯片之间也可能存在光学参数(如波长、光强)和电学参数(如正向电压)的差异。R、G、B 三基色芯片更是如此,对于白光色度参数影响很大。这是产业化必须要解决的关键技术之一。

③ 根据应用要求产生的光色度参数控制。不同用途的产品,对白光 LED 的色坐标、色温、显色性、光功率(或光强)和光的空间分布等要求不同。上述参数的控制涉及产品结构、工艺方法、材料等多方面因素的配合。在产业化生产中,对上述因素进行控制,得到符合应用要求、一致性好的产品十分重要。

研究白光 LED 的目的是实现高效率、高功率、长寿命的器件。其技术难题是降低缺陷密度、改善欧姆接触和电场均匀性、提高光取出率、降低温升等。在研究中采取的主要措施是侧向生长、匹配衬底、封装技术改进等。目前,芯片研究的进展结果如下。

① 基于蓝宝石衬底的蓝、绿、紫及紫外 LED 所获得的最佳性能是在采取侧向生长等技术的基础上取得的,目的在于减小位错密度,蓝、紫器件的外量子效率约 40%,而绿、紫外器件约 15%,离目标值分别相差 2 ~ 6 倍,基于该芯片的白光性能改进主要依赖于荧光粉和封装技术的改进。

② 由于在碳化硅上所做的器件具有更小的位错密度,基于该衬底的各色光 LED 性能仍优于蓝宝石衬底侧向生长的 LED 性能,但由于该衬底材料较蓝宝石贵 7 ~ 10 倍,有关性能优化的研究工作做得相对较少。

③ 分别用碳化硅和氧化铝及 GaN 和蓝宝石作为衬底材料所做的发光期间对比实验表明,它们的紫外发光特性具有数量级的差别,说明基于匹配衬底所做的低缺陷密度 LED 可获得

最佳的发光性能（包括流明效率和单管产生的数据）。

为实现高效白色 LED 照明光源实用化，实施的半导体照明研究的主要内容包括：

- ① 研究以使用紫外光 LED 的 AlN、GaN 等为中心的化合物半导体的发光机理；
- ② 改进蓝色、紫外光 LED 的外延成长技术；
- ③ 均质外延板的开发；
- ④ 高效 R、G、B 荧光粉的开发。

#### 4. Cree 大功率 LED 光源

##### 1) 技术特性

① 发白光，色温：暖白 2 600 ~ 3 700 K（6、7、8A、B、C、D）；正白 4 000 ~ 5 200 K（3、4、5A、B、C、D）；冷白 5 000 ~ 10 000 K（WC、WD、WG、WH、WK、WA）。

② 光通量：350 mA 工作时光通量为 40 ~ 114 lm/W；700 mA 工作时光通量为 66 ~ 188 lm/W（M2、M3、N2、N3、N4、P2、P3、P4、Q2、Q3、Q4、Q5）。

③ 正常工作电流：350 ~ 700 mA，700 mA 工作时光通量是 350 mA 工作时的 1.65 倍，最大支持 1 000 mA。

④ 典型电压值：3.3 ~ 3.6 V（350 mA）；3.6 ~ 3.9 V（700 mA）。

⑤ 典型视角为 90°。

⑥ 50 000 h 光衰小于 30%（350 mA、 $T_a = 25^\circ\text{C}$ ）；1 000 h 光衰小于 0.5%（350 mA、 $T_a = 25^\circ\text{C}$ ）。

##### 2) 实物图片

Cree 大功率 LED 光源实物图如图 2-36 所示。

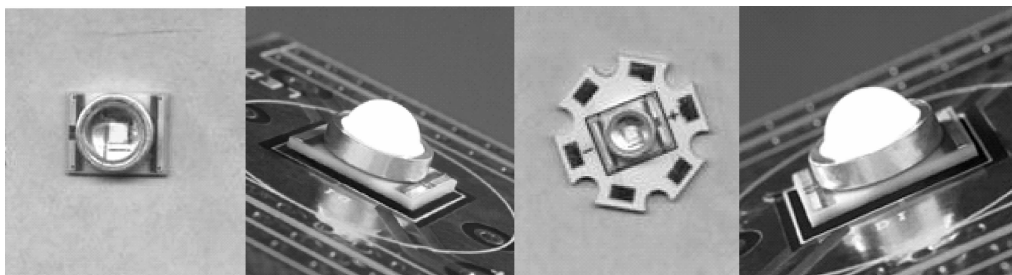


图 2-36 Cree 大功率 LED 光源实物图

##### 3) Cree 色温选型图

Cree 大功率 LED 光源色温选型图如图 2-37 所示。

##### 4) XLampXR-E 系列白光 LED

XLampXR-E 系列白光 LED 具有高光效，冷白（5 000 ~ 10 000 K）在驱动电流最小 350 mA 下光通量达到 100 lm 以上；暖白（2 600 ~ 3 700 K）在驱动电流最小 350 mA 下光通量达到 62 lm 以上。暖白和正白（2 600 ~ 5 000 K）根据 ANSI 标准进行分级。XLampXR-E 系列白光 LED 产品见表 2-13。

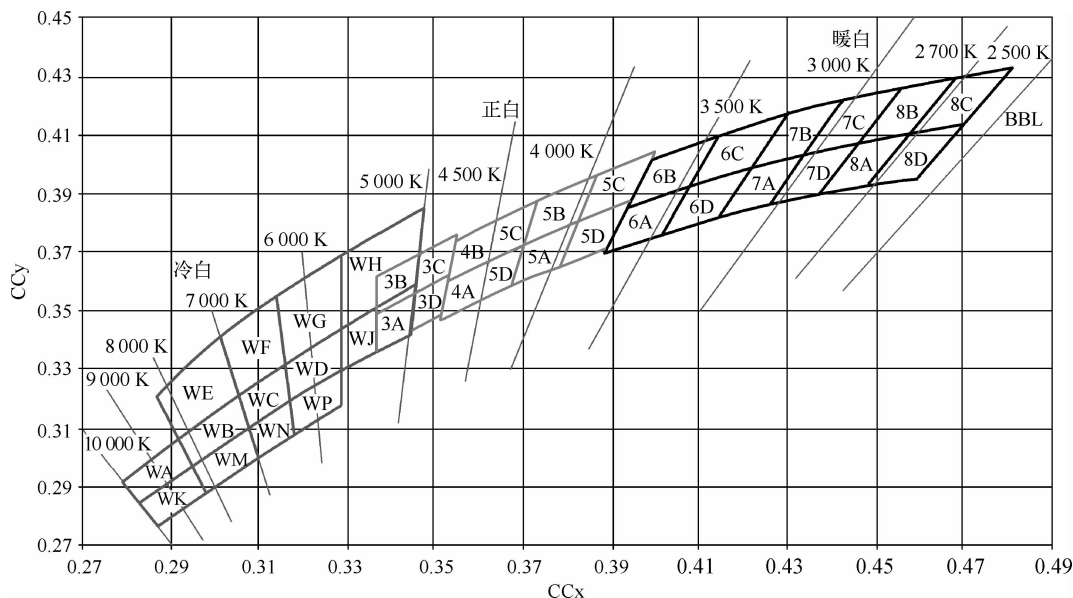


图 2-37 Cree 大功率 LED 光源色温选型图

表 2-13 XLampXR – E 系列白光 LED 产品

颜 色	CCT (K)	最大电流 (mA)	典型视角 (°)	标准光通量/350 mA (lm)
冷白	10 000~5 000	1 000	90	62.0~114
正白	5 000~3 700	700	90	62.0~87.4
暖白	3 700~2 600	700	90	56.8~87.4

### 5) XLampXR – C 系列白光 LED

XLampXR – C 系列白光 LED 具备行业领先的大功率封装技术特点，如热电分离的导热通道、可回流焊封装、可浮动透镜、支持大范围电流驱动。XLampXR – C 系列 LED 的技术特性如下。

① 多种可选择色温 (CCT)。2 600 ~ 10 000 K；60 lm/350 mA (4 000 ~ 10 000 K)；54 lm/350 mA (3 000 K)。

② 驱动电流最高达到 500 mA。

③ 暖白和正白根据 ANSI 标准进行分级。

XLampXR – C 系列 LED 产品见表 2-14。

表 2-14 XLampXR – C 系列 LED 产品

颜 色	CCT (K)	最大电流 (mA)	典型视角 (°)	标准光通量/350 mA (lm)
冷白	10 000~5 000	500	90	45.7~80.6
正白	5 000~3 700	500	90	45.7~62.0



## 2.4 大功率白光 LED 的散热及封装

### 2.4.1 大功率白光 LED 的散热

LED 发光是靠电子在能带间跃迁产生光, 其光谱中不包含红外部分, LED 的热量不能靠辐射散出, 因此 LED 是“冷”光源。目前 LED 的发光效率仅能达到 10% ~ 20%, 也就是说, 还有 80% ~ 90% 的能量转换成了热能, 如果 LED 芯片的热量不能散出去, 会加速芯片的老化, 还可能导致焊点熔化, 使芯片失效。所以芯片的温度不能超过 125℃。LED 芯片的温度  $T_j$  可由下式求出:

$$T_j = T_a + Q_{ja} \times P \quad (2-22)$$

式中  $T_a$ ——环境温度℃;

$P$ ——LED 的功率 (W);

$Q_{ja}$ ——芯片和环境之间的热阻 (℃/W)。

显然, 要想有效地降低芯片的温度, 就必须尽可能减小热阻  $Q_{ja}$ 。因此为了保证 LED 的寿命, 散热成了大功率白光 LED 应用的一个关键问题。应提高 LED 内量子的效率, 从而增加芯片的发光效率, 从根本上减少热量的产生。此外, 可通过改进 LED 的封装结构, 使热量更容易散出来。采用倒装焊的结构、利用硅片来散热、用极薄的导热胶将 GaN 芯片粘在方形的铝热衬上等技术, 与  $\phi 5\text{ mm}$  的 LED 仅靠碗状模具散热相比, 更有利于热量的传输。

#### 1. LED 的散热设计

由于现阶段单只 LED 的输出光束低, 对于一般照明使用, 需要大量的 LED 元件组成模组以达到所需的照度。但 LED 的光电转换效率极差, 只有 15% ~ 20% 的电能为光输出, 其余均转换为热能, 因此, 当大量使用 LED 模组时, 这些极差的转换效率将造成散热处理问题。问题表现为: 这些热将造成 LED 模组的温度上升, 温度升高会导致 LED 工作电压减小、光强减小、光的波长变长; 这些热将影响 LED 驱动器的效率、损害磁性元件及输出电容器的寿命, 使 LED 驱动器的可靠度降低; 并且将严重降低 LED 的寿命, 加速 LED 的光衰。在设计 LED 灯具时, 良好的散热设计主要出于以下考虑:

① 提高 LED 的效率, 提高电流 (功率), LED 芯片要有更高的结温 ( $T_j$ )。

② LED 光学性能的提高及高的可靠性都依赖于芯片的结温 ( $T_j$ )。

因此, 好的散热设计是要管理好 LED 芯片的结温  $T_j$ 。LED 芯片的散热途径主要有传导、对流、发散, 其中传导和对流对 LED 散热比较重要。从热能分析散热功率  $P_d = V_F \times I_F$ , 因为当 LED 效率达到标准值时,  $V_F$  和  $I_F$  相对变化比较小, 所以在做散热设计时主要从传导方面考虑, 首先考虑的是选择热传导系数大的材料, 在常规的材料中, 银的传导系数是最高的, 其次是铜和铝。

#### 2. LED 的散热技术

大功率白光 LED 采用两种新技术, 分别是提高电流密度与发光效率。提高电流密度是利用金属封装方式将 LED 的热能高效率扩散; 提高输入功率, 相对于普通 LED, 大功率白



光 LED 可提高 20 ~ 40 倍。

LED 的热扩散技术面临两种选择,第一种是将 LED 发光层(即 LED 的表面)与金属体接触,再从 LED 内侧(基板侧)将发光层产生的光线取出,这种设计必须开发可转换光线的透明基板;此外,因 LED 发光层与金属体接合面非常接近,导电膏容易与焊点接触造成短路,因此必须开发新的技术。使用高导热性材料和 LED 晶片贴合方法与贴合技术具有可直接沿用传统封装技术的优点,由于 Si 具有 GaAs 三倍的热传导率,表面平坦且价格低廉,贴合时的热处理变质低,贴合设备结构简单、成本低,且 Si 晶圆取得容易,优良率高,因此采用 Si 材质作为基板。Si 基板与晶片贴合的条件基于两材料热膨胀系数差异,故 Au 长膜温度设定为 300℃ 以下, Au 膜层堆积于两材料表面后再将金属面贴合成一体,因为 Au 的热传导率很高,同时又可将 LED 的热能扩散至 Si 基板,所以贴合时 Au 膜层不会发生龟裂现象,晶圆制程也无弯曲问题,对发光层而言更不会造成任何伤害。虽然 Cu 的热传导率比 Au 高,但是 Cu 在氢环境下进行热处理时会变质,在相同尺寸的晶圆能获得的晶片数量相对比较少。大功率白光 LED 晶片表面长有四维膜层,除此之外结构上与 Si 晶片完全相同,因此可直接沿用改装的 Si 晶片封装设备。传统炮弹型 LED 的热阻抗为 300 K/W,使用 Si 晶片封装设备封装的大功率白光 LED 的热阻抗只有 10 K/W 左右,这意味着电流密度提高了 4 倍。

表征系统热性能的一个主要参数是系统的热阻,热阻的定义为:在热平衡的条件下,两规定点(或区域)温度差与产生这两点温度差的热耗散功率之比。热阻的符号为  $R_\theta$  或  $R_{th}$ ,热阻的单位为 K/W 或℃/W。一般倒装型大功率白光 LED 表面贴装到金属线路板,也可以再安装外部热衬,增加散热效果。大功率白光 LED 芯片电极上焊接数个 BUMP(金球)与 Si 衬底上对应的 BUMP 通过共晶焊接在一起, Si 衬底通过粘接材料与器件内部热衬粘接在一起。为了有较好的取光效果,热衬上制作一个聚光杯,芯片安放在杯的中央,热衬选用高导热系数的金属材料如铜或铝。根据热阻的定义,可以得出:

$$T_j = R_{ejA} \times P_D + T_a \quad (2-23)$$

式中  $T_j$ 、 $T_a$ ——分别为对应 LED 器件 PN 结和器件周围的环境温度;

$R_{ejA}$ ——LED 器件 PN 结到环境温度之间的热阻;

$P_D$ ——器件的热耗散功率,在此约等于器件的电输入功率,即  $P_D = V_F \times I_F$ 。

热阻的计算公式为:

$$R_{ejA} = R_{ejC} + R_{eCA} \quad (2-24)$$

式中  $R_{ejC}$ ——器件的内部热阻;

$R_{eCA}$ ——器件的外部热阻。

$R_{ejC} = R_{eDic} + R_{eAttach} + R_{Ehc}$ ,  $R_{eDic}$  为倒装芯片的热阻;  $R_{eAttach}$  为 Si 衬底粘接焊料热阻;  $R_{Ehc}$  为器件内部热衬的热阻。  $R_{eCA} = R_{eCB} + R_{eBoard} + R_{eBA}$ ,  $R_{eCB}$  为器件内部热衬与金属线路板之间的接触热阻;  $R_{eBoard}$  为金属线路板的热阻;  $R_{eBA}$  为金属线路板至环境温度之间的热阻。

### 3. 衬底粘接材料对大功率白光 LED 热特性的影响

LED 倒装芯片被粘在管座(器件内部热衬)里,可以通过三种方式:导热胶粘贴、导电型银浆粘贴和锡浆粘贴。导热胶的硬化温度一般低于 150℃,甚至可以在室温下固化,但导热胶的热导率较小,导热特性较差。导电型银浆粘贴的硬化温度一般低于 200℃,既有良好的热导特性,又有较好的粘贴强度。锡浆粘贴的热导特性是三种方式中最优的,一般用于

金属之间焊接，导电性能也非常优越。

在大功率白光 LED 器件的封装中，生产厂家容易忽略衬底粘接材料对器件热导特性的影响。其实衬底粘接材料在影响器件热导特性的因素中是比较重要的一项，如果处理不好，将使 LED 的热阻过大，导致在额定工作条件下器件的结温过高，导致器件的出光效率下降、可靠性降低。设倒装芯片衬底的横截面积为  $A$  ( $\text{m}^2$ )，粘接材料的热导系数为  $\lambda$  ( $\text{W}/\text{m} \cdot \text{K}$ )，粘接材料的高度为  $h$  ( $\text{m}$ )，则粘接材料的热阻为：

$$R_{\text{eAttach}} = h / (\lambda \times A) \quad (2-25)$$

若芯片衬底是边长为 55 mil 的正方形，即  $A$  为  $1.96 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ ，分析热导系数为  $\lambda$  对贴材料热阻的影响。当  $h = 20 \mu\text{m}$  时，则

$$R_{\text{eAttach1}} = 1.02 \times (1/\lambda) \quad (2-26)$$

当  $h = 40 \mu\text{m}$  时，则

$$R_{\text{eAttach2}} = 2.041 \times (1/\lambda) \quad (2-27)$$

当  $h = 100 \mu\text{m}$  时，则

$$R_{\text{eAttach3}} = 5.102 \times (1/\lambda) \quad (2-28)$$

这三种情况的热阻与热导系数的关系曲线如图 2-38 所示。从图 2-38 中可以看出，当选用铅锡焊料 63Sn/37Pb， $\lambda = 39 \text{ W}/\text{m} \cdot \text{K}$ ，厚度等于  $20 \mu\text{m}$  时， $R_{\text{eAttach}} = 0.026 \text{ K}/\text{W}$ ，即使其厚度为  $100 \mu\text{m}$ ， $R_{\text{eAttach}}$  也只有  $0.131 \text{ K}/\text{W}$ ；当选用热衬粘接胶 Ablefilm 5020 K， $\lambda = 0.7 \text{ W}/\text{m} \cdot \text{K}$ ，厚度等于  $20 \mu\text{m}$  时， $R_{\text{eAttach}} = 1.457 \text{ K}/\text{W}$ ，当其厚度为  $100 \mu\text{m}$  时， $R_{\text{eAttach}} = 7.286 \text{ K}/\text{W}$ ；当选用导电型芯片粘接胶 Ablebond 84 - 1LMISR4， $\lambda = 2.5 \text{ W}/\text{m} \cdot \text{K}$ ，厚度等于  $20 \mu\text{m}$  时， $R_{\text{eAttach}} = 0.408 \text{ K}/\text{W}$ ，当其厚度为  $100 \mu\text{m}$  时， $R_{\text{eAttach}} = 2.041 \text{ K}/\text{W}$ 。因此，选用不同的粘接材料对其热阻存在很大的影响，同时，在印制或涂敷芯片粘接材料时，如何降低材料厚度也十分重要。

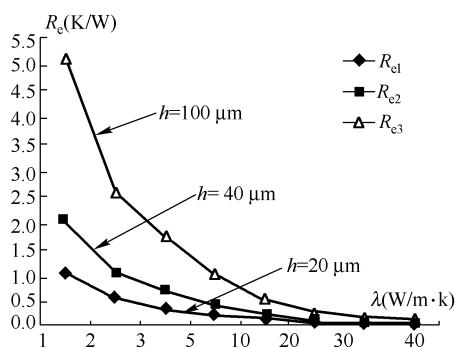


图 2-38 热阻与热导系数的关系曲线

LED 芯片结温最高允许  $125^\circ\text{C}$ ，如果其工作环境温度为  $65^\circ\text{C}$ ，则对一个  $1 \text{ W}$  的大功率白光 LED 来说，考虑到大功率器件外部热衬的热阻一般为  $40 \text{ K}/\text{W}$ ，器件 PN 结至器件的热阻应小于  $20 \text{ K}/\text{W}$ 。而对一个  $5 \text{ W}$  的大功率白光 LED 来说，如果其工作环境温度为  $65^\circ\text{C}$ ，则从 PN 结至环境的热阻要小于  $12 \text{ K}/\text{W}$  才能保证芯片结温不超过  $125^\circ\text{C}$ ，如果选用 Ablefilm 5020 K 热衬粘接胶， $\lambda = 0.7 \text{ W}/\text{m} \cdot \text{K}$ ，厚度为  $100 \mu\text{m}$ ，仅芯片粘贴材料的热阻  $R_{\text{eAttach}}$  就等于  $7.286 \text{ K}/\text{W}$ 。因此，在大功率白光 LED 器件的封装中，选用合适的芯片衬底粘贴材料并在批





量生产工艺中保证粘贴厚度尽量小,对保证器件的可靠性和出光特性是十分重要的。

#### 4. 大功率白光 LED 封装设计改善流明衰减

不同的彩色 5 mm 封装 LED 的流明衰减情况如图 2-39 所示。红色 LED 的光线输出衰减速率较白光 LED 慢,而绿光和蓝光 LED 则以中等的速率衰减。白光 LED 封装在一个与外界隔离的灯具中,白光 LED 的环境温度将影响白光 LED 的光输出衰减速率。不同的白色光源,其光线输出随时间变化的比较如图 2-40 所示。

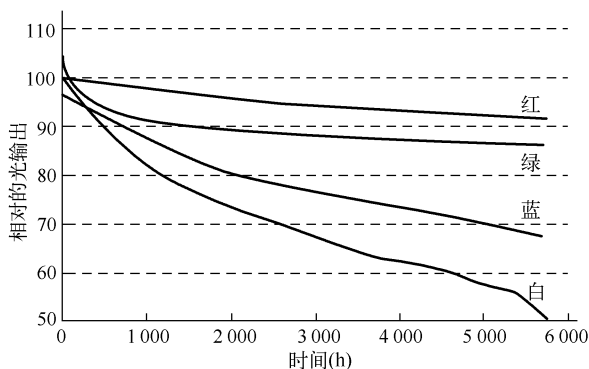


图 2-39 20 mA 下 5 mm 封装 LED 流明衰减情况

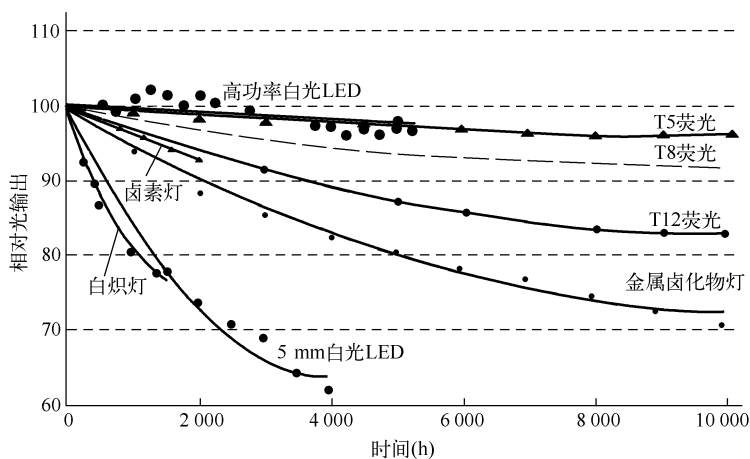


图 2-40 白光光源在不同环境下的比较

目前开发成功的封装面积只有  $3.4\text{ mm} \times 2.8\text{ mm} \times 1.2\text{ mm}$  的大功率白光 LED,与原产品相比,封装面积和封装厚度大约分别减至  $1/15$  和  $1/5$ ,作为最大可通过 500 mA 电流的白光 LED,可应用于各种照明设备。大电流白光 LED 能大幅减小尺寸,主要得益于通过采用陶瓷封装提高了散热性。原来的产品使用的是热传导性较差的树脂封装材料,所以需要加大封装尺寸来提高散热性。

近年来,随着大功率白光 LED 封装技术的发展,设计者开始减少白光 LED 结点与插脚间的热阻抗,把封装外壳做成扁平,从而通过缩短结点与插脚之间的距离来缩短传输的距离。同时,引线支架的直径更大,引脚增大,并使用热传导性能较好的材料制作,使热量更



快地散发出来,采用能耐高温的环氧树脂,解决了高温和散热问题,因此可以利用大芯片进行封装,使其工作电流由一般的 20 mA 增大到 350 mA、700 mA 甚至 1 000 mA,功率可达 1 W、3 W 甚至 5 W。这种封装结构的辐射形视角很宽,因此该白光 LED 的光学效率也较高。常规白光 LED 与大功率白光 LED 在照明应用中的比较如下。

① 使用材料不同。一般白光 LED 使用环氧树脂作为安装板,而大功率白光 LED 需要使用铝基线路板(MCPCB)。

② 生产工艺不同。一般白光 LED 使用波峰焊机或手工焊均可,而大功率白光 LED 需要使用贴片焊机。

③ 配套的电子元件不同。因为焊接工艺不同,因此与一般白光 LED 配套的电子元件是需要使用波峰焊机或手工焊的一般元件,而与大功率白光 LED 配套的电子元件都需使用贴片元件。

④ 自动化程度不一样。由于生产工艺不一样,贴片式生产的自动化程度高,可以使用流水化生产线,而一般白光 LED 和一般元件由于外观、结构差异较大,因此有相当一部分工作如插管等需手工完成,这样导致两者加工质量也不一样。

⑤ 加工性能保障不一样。由于静电防护等措施是影响白光 LED 使用寿命的重要因素,而一般白光 LED 生产的自动化程度不高,因此静电防护等措施比较难以实施,大功率白光 LED 的生产工艺比较容易保证白光 LED 的完好性能。

⑥ 集成化程度不一样。由于大功率白光 LED 采用贴片式工艺,因此其电子元件可以高度集成化,可以把灯板和电源等都做得很小,而一般白光 LED 及其配套元件难以实现。

⑦ 结构设计要求不同。因一般白光 LED 功率小,单只白光 LED 发热低(当然这些白光 LED 承受发热的能力也低,散热效果也差),而其分布在整个发光面内,因此对其散热方面的改善措施难以实施,而大功率白光 LED 相对集中,又是使用贴片工艺安装在铝基板上,所以容易设计散热器,可把白光 LED 灯板直接安装在上面以改善其散热效果。

⑧ 配光设计要求不一样。一般白光 LED 因为使用的芯片数量较多,均匀分布在整个发光区域内,所以配光时需要针对白光 LED 一一对应,而大功率白光 LED 使用的芯片数量较少,因此把整个灯板置于发光面的轴心附近,在配光时近似地当做集中光源来进行设计。

⑨ 使用效果不一样。一般白光 LED 由于发出的光分布在整个发光表面的范围内,相互之间的间距较大,因此投射在发光表面的效果是能比较明显地看出点状分布的发光光源,并且由于白光 LED 光源本身光强分布中存在强弱,加上封装中经常存在光斑及不均匀,整个发光表面势必存在明暗之分,加上配光时采用的是——对应的方式,因此在有一只或一串白光 LED 失效的情况下会出现暗斑。而大功率白光 LED 由于相对比较集中,在配光时也近似地当做集中光源进行,因此上述缺陷均能避免。

⑩ 使用寿命不一样。由于大功率白光 LED 具有以下特点,因此可以延长使用寿命:

- 芯片数少,支路少,因此容易使用支路恒流电源,保证各只白光 LED 有着相同的供电环境,即使其中有个别失效,也不会影响到其他白光 LED 的供电电流;
- 散热效果好,结温相对会降低,因此寿命会延长;
- 允许工作电流较大,是一般白光 LED 的十几倍,电流波动几毫安,对大功率白光 LED 根本不会造成影响,因此对电源精确控制的依赖性较小,也有利于提高寿命。

要提高白光 LED 的输入功率和发光效率,必须先解决以下问题。



① 抑制温升。增加功率会使白光 LED 封装的热阻抗下降至  $10\text{ K/W}$  以下, 因此国外曾经开发耐高温白光 LED, 试图以此改善温升问题, 由于大功率白光 LED 的发热量比小功率白光 LED 高数十倍以上, 即使白光 LED 的封装允许高热量, 但白光 LED 芯片的允许温度是一定的。抑制温升的具体方法是降低封装的热阻抗。

② 确保使用寿命。维持白光 LED 使用寿命的具体方法是改善芯片外形、采用小型芯片。白光 LED 的发光频谱含有波长低于  $450\text{ nm}$  的短波长光线, 传统环氧树脂密封材料极易被短波长光线破坏, 大功率白光 LED 的大光量更加速了密封材料的劣化。改用硅质密封材料与陶瓷封装材料, 能使白光 LED 的使用寿命提高 10 倍。

③ 改善发光效率。改善白光 LED 发光效率的具体方法是采用小型芯片。改善芯片结构与封装结构, 都可以达到与低功率白光 LED 相同的水准, 主要原因是电流密度提高两倍以上时, 不但不容易从大型芯片取出光线, 反而会造成发光效率不如低功率白光 LED, 如果改善芯片的电极构造, 理论上就可以解决上述取光问题。

④ 发光特性均等化。实现发光特性均等化的具体方法是改善白光 LED 的封装方法, 一般认为只要改善白光 LED 的荧光体材料浓度均匀性与荧光体的制作技术即可改善白光 LED 发光的均等化特性。

⑤ 减少热阻抗、改善散热问题, 具体内容分别是:

- 降低芯片到封装的热阻抗;
- 抑制封装至印制电路基板的热阻抗;
- 提高芯片的散热顺畅性。

为了降低热阻抗, 许多国外 LED 厂商将 LED 芯片设在铜与陶瓷材料制成的散热鳍片表面, 如图 2-41 所示, 用焊接方式将导线连接到利用冷却风扇强制空冷的散热鳍片上。根据德国 OSRAM Opto Semiconductors GmbH 实验结果证实, 上述结构的 LED 芯片到焊接点的热阻抗可以降低  $9\text{ K/W}$ , 大约是传统 LED 的  $1/6$ , 封装后的 LED 施加  $2\text{ W}$  的电功率时, LED 芯片的温度比焊接点高  $18\text{ K}$ 。LED 芯片的温度受到印制电路板温度的影响, 为此必须降低 LED

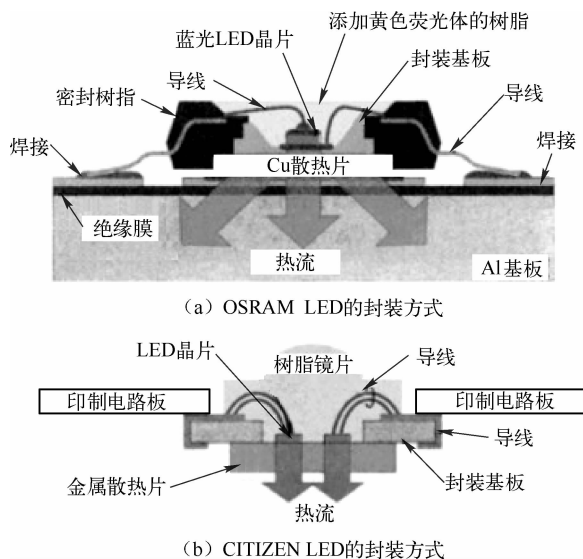


图 2-41 LED 的散热结构

芯片到焊接点的热阻抗,以有效降低 LED 芯片的温度。反过来说即使白光 LED 具备抑制热阻抗的结构,如果热量无法从 LED 封装传导到印制电路板,LED 温度的上升将使 LED 发光效率下降,因此松下电工开发了印制电路板与封装一体化技术,该公司将 1 mm 正方的蓝光 LED 以覆芯片化方式封装在陶瓷基板上,接着再将陶瓷基板粘贴在铜质印制电路板表面,包含印制电路板在内模块整体的热阻抗大约是 15 K/W。

针对白光 LED 的长寿化问题,目前 LED 厂商采取的对策是变更密封材料,同时将荧光材料分散在密封材料内,尤其是硅质密封材料比传统蓝光、近紫外光 LED 芯片上方的环氧树脂密封材料可以更有效抑制材质劣化与光线穿透率降低的速度。

由于环氧树脂吸收波长为 400 ~ 450 nm 光线的百分比高达 45%,硅质密封材料则低于 1%,LED 亮度减半的时间,环氧树脂不到 10 000 h,硅质密封材料可以延长到 40 000 h 左右,如图 2-42 所示,几乎与照明设备的设计寿命相同,这意味着照明设备使用期间不需要更换白光 LED。不过硅质树脂属于高弹性柔软材料,加工上必须使用不会刮伤硅质树脂表面的制作技术,此外制程上硅质树脂极易附着粉屑,因此未来必须开发可以改善表面特性的技术。

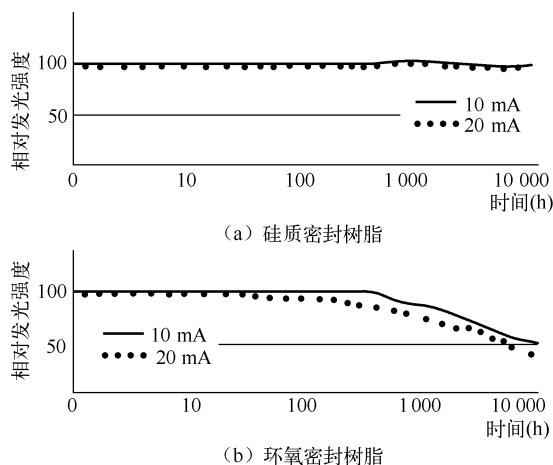


图 2-42 硅质与环氧树脂密封材料对 LED 光学特性的影响

虽然硅质密封材料可以确保白光 LED 有 40 000 h 的使用寿命,然而照明设备业界有不同的看法,主要争论是传统白炽灯与荧光灯的使用寿命被定义成“亮度降至 30% 以下”,亮度减半时间为 40 000 h 的白光 LED 若换算成亮度降至 30% 以下,大约只剩 20 000 h。目前有两种延长组件使用寿命的对策,分别是:

- ① 抑制白光 LED 整体的温升;
- ② 停止使用树脂封装方式。

以上两项延长使用寿命的对策,可以达到亮度降至 30% 以下、40 000 h 的要求。抑制白光 LED 温升可以采用冷却白光 LED 封装印制电路板的方法,主要原因是封装树脂在高温状态下加上强光照射会快速劣化,依照阿雷纽斯法则,温度降低 100 °C 寿命会延长两倍。

停止使用树脂封装可以彻底消灭劣化因素,因为白光 LED 产生的光线在封装树脂内反射,如果使用可以改变芯片侧面光线行进方向的树脂材质反射板,由于反射板会吸收光线,所以光线的取出量会锐减,这也是采用陶瓷系与金属系封装材料的主要原因。



有两种方法可以改善白光 LED 芯片的发光效率,一种是使用面积比小型芯片 ( $1\text{ mm}^2$  左右) 大 10 倍的大型 LED 芯片;另外一种方式是利用多只小型高发光效率 LED 芯片,组合成一个单体模块。虽然大型 LED 芯片可以获得大光束,不过加大芯片面积会有负面影响,如芯片内发光层不均匀、发光部位受到局限、芯片内部产生的光线在发射到外部的过程中会严重衰减等。针对以上问题对白光 LED 的电极结构进行改良,采用覆芯片化封装方式,同时整合芯片表面加工技术,目前已经达到  $50\text{ lm/W}$  的发光效率。

对小型 LED 芯片的发光效率进行提升,似乎比使用大型 LED 芯片模块来得更有效。例如,日本 CITIZEN 公司组合 8 个小型 LED 芯片,达到  $60\text{ lm/W}$  的高发光效率;使用日亚化学制作的  $0.3\text{ mm}$  正方小型 LED 芯片,一个封装模块最多使用 12 只芯片,各 LED 芯片采用传统金线黏合剂封装方式,施加功率大约是  $2\text{ W}$  左右。

对于白光 LED 亮度与色温不均问题,在使用上必须筛选光学特性类似的白光 LED。事实上,减少白光 LED 发光特性不均、促使 LED 芯片发光特性一致化,以及荧光体材料的浓度分布均匀化管理是非常重要的。

有关 LED 芯片的发光特性,各厂商都非常积极进行芯片筛选、发光特性的均等化等减少 LED 发光特性不均问题,松下电器通过芯片的筛选达成特性一致化的目标,该公司利用覆芯片化方式,将 64 只 LED 芯片封装在一片基板上,最后再分别覆盖荧光体。在加工时 LED 芯片先封装在次基板测试发光特性,接着将发光特性一致的芯片移植封装在主基板上。8 只 LED 芯片封装在一片基板上,即使 LED 芯片的发光特性不均等,8 只 LED 芯片合计的发光特性,在封装之间的不均匀会变得非常小。

白光 LED 通常是用内含荧光体材料的密封树脂直接包覆 LED 芯片,此时密封树脂中荧光体材料的浓度可能出现偏差,最后造成白光 LED 的色温分布不均,将含荧光体材料的树脂性薄片与 LED 芯片结合,由于薄片厚度与荧光体材料的浓度经过严谨的管理,因此白光 LED 的色温分布不均比传统方式减少了  $4/5$ 。业界认为使用荧光体覆盖方式,配合 LED 芯片的发光特性,改变荧光体的浓度与薄片的厚度,就可以使白光 LED 的色温变化控制在预期范围内。

虽然白光 LED 的发光效率在逐步提高,但是单只白光 LED 的光通量均偏低,因此以目前的封装形式还不太可能以单只白光 LED 达到照明所需要的流明数。针对这个问题,目前主要的解决方法大致上可分为两种,一种方法是多只白光 LED 组成光源模块使用,其中每只白光 LED 所需要的驱动电源与一般所使用的相同 (为  $20 \sim 30\text{ mA}$ );另一种方法是使用较大面积的芯片,此时不再使用传统  $0.3\text{ mm}^2$  大小的芯片,而采用  $0.6 \sim 1\text{ mm}^2$  大小的芯片,并使用高驱动电流来驱动这样的发光组件 (一般为  $150 \sim 350\text{ mA}$ ,目前最高达到  $500\text{ mA}$  以上)。但无论使用何种方法,都面临必须在极小的 LED 封装中处理极高的热量,若组件无法散去这些热量,除了各种封装材料会因为彼此间膨胀系数的不同而影响产品的可靠性,芯片的发光效率更会随着温度的上升而有明显的下降,并造成使用寿命的明显缩短。因此如何散去组件中的热量,成为目前白光 LED 封装技术的重要课题。

对于白光 LED 而言,最重要的是输出的光通量及光色,所以白光 LED 的一端不能遮光,需使用高透明效果的环氧树脂材料包覆。然而目前的环氧树脂几乎都是不导热材料,因此对于目前的白光 LED 封装技术而言,其主要的散热是利用白光 LED 芯片下方的金属脚座散去组件所发出的热量。就目前的趋势来看,金属脚座材料的选择主要是以高热传导系数的



材料组成,如铝、铜甚至陶瓷材料等,但这些材料与芯片间的热膨胀系数差异非常大,若将其直接接触很可能因为在温度升高时材料间产生应力而造成可靠性问题,所以一般都会在材料间加上兼具传导系数及膨胀系数的中间材料作为间隔。松下电器将多只白光 LED 制作在金属材料与金属系复合材料所制成的多层基板模块上以形成光源模块,利用光源基板的高导热效果,使光源的输出在长时间使用下仍能维持稳定。Lumileds 生产的白光 LED 基板所使用的材料为具有高传导系数的铜材,再将其连接至特制的金属电路板上,兼顾电路导通及增加热传导效果。

大功率白光 LED 产品的芯片制造技术、封装技术似乎已经成为生产大功率白光 LED 的主流技术,然而大芯片相关的制造技术及封装技术不只是将芯片面积做大,若希望将白光 LED 应用于高亮度照明领域,相关技术仍有待于进一步研究。

白光 LED 应用于一般照明领域还有诸多问题需要解决,首先是白光 LED 的效率提升,例如, GaInN 系的绿光、蓝光及近紫外光 LED 的效率仍有很大的开发余地。而 LED 内部量子效率提升是最重要的项目,内部量子效率是由活性层的非发光再结合百分比与发光再结合百分比所决定的,因此可以把焦点锁定在非发光再结合这部分,并设法降低结晶缺陷。而减少紫外光 LED 的转位密度可以明显提高内部量子效率,未来必须针对降低紫外光 LED 的转位密度进行研究。不过这项对策对绿光、蓝光 LED 并没有明显的效果。

传统的白光 LED 都是将  $200 \sim 350 \mu\text{m}$  方形芯片封装成圆头柱状外形,之后为了获得照明所需要的光束,再将已封装的多只白光 LED 组件排列成矩阵状,单纯以高输出功率为目的特别开发出面积比传统芯片大  $6 \sim 10$  倍、外形尺寸高达  $500 \mu\text{m} \sim 1 \text{mm}$  的白光 LED,虽然封装后可获得数百毫瓦(数十流明)的输出功率,但是加大芯片的外形尺寸会使白光 LED 内部的光吸收比率增加、外部取光率降低等。以 AlGaInP LED 为例,芯片的外形尺寸从  $0.22 \text{mm} \times 0.22 \text{mm}$  加大为  $0.50 \text{mm} \times 0.50 \text{mm}$  后,外部取光率反而降低 20% 左右。如果改用 TIP 结构,由于内部多重反射的结果使得内部光吸收率降低,外部取光率则明显提高。GaInN LED 也有相同的效果。如何提高 LED 芯片的外部取光率是 LED 应用于一般照明领域的关键。此外,高的热阻抗 ( $150 \sim 200 \text{K/W}$ ) 对高亮度输出相当不利。LED 内部量子效率对活性层温度的依存度极大,因此除了低热阻抗封装技术之外,利用散热片排除活性层的热量成为今后研发的热点。

#### 2.4.2 大功率白光 LED 的封装

从实际应用的角度来看,安装使用简单、体积相对较小的大功率 LED 器件在大部分的照明应用中必将取代传统的小功率 LED 器件。小功率 LED 组成的照明灯具为了达到照明的需要,必须集中许多个 LED 的光能才能达到设计要求。其带来的缺点是线路异常复杂,散热不畅,为了平衡各个 LED 之间的电流、电压关系,必须设计复杂的供电电路。相比之下,大功率单体 LED 的功率远大于若干个小功率 LED 的功率总和,供电线路相对简单,散热结构完善,物理特性稳定。所以说,大功率 LED 器件代替小功率 LED 器件成为主流半导体照明器件是必然的。但是对于大功率 LED 器件的封装方法,并不能简单地套用传统小功率 LED 器件的封装方法与封装材料。大的耗散功率、大的发热量、高的出光效率给 LED 封装工艺、封装设备和封装材料提出了新的、更高的要求。



## 1. 大功率 LED 芯片

要想得到大功率 LED 器件就必须制备合适的大功率 LED 芯片,国际上制造大功率 LED 芯片的方法通常有如下几种。

① 加大尺寸法。通过增大单体 LED 的有效发光面积和增大尺寸后促使流经 TCL 层的电流均匀分布而特殊设计的电极结构(一般为梳状电极),以达到预期的光通量。但是,简单地增大发光面积无法解决散热问题和出光问题,并不能达到预期的光通量和实际应用效果。

② 硅底板倒装法。首先制备出适合共晶焊接的大尺寸 LED 芯片,同时制备出相应尺寸的硅底板,并在硅底板上制作出供共晶焊接的金导电层及引出导电层(超声金丝球焊点),再利用共晶焊接设备将大尺寸 LED 芯片与硅底板焊接在一起。这样的结构较为合理,既考虑了出光问题又考虑了散热问题,这是目前主流大功率 LED 器件的生产方式。

美国 Lumileds 公司研制的 AlGaInN 功率型倒装芯片(FC LED),其制造流程是:首先在外延片顶部的 P 型 GaN 淀积厚度大于  $500\text{ \AA}$  的 NiAu 层,用于欧姆接触和背反射;再采用掩模选择刻蚀掉 P 型层和多量子阱有源层,露出 N 型层;经淀积、刻蚀形成 N 型欧姆接触层,芯片尺寸为  $1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ ,P 型欧姆接触为正方形,N 型欧姆接触以梳状插入其中,这样可缩短电流扩展距离,把扩展电阻降至最小;然后将金属化凸点的 AlGaInN 芯片倒装焊接在具有防静电保护二极管(ESD)的硅载体上。

③ 陶瓷底板倒装法。先利用 LED 晶片通用设备制备出具有适合共晶焊接电极结构的大出光面积的 LED 芯片和相应的陶瓷底板,并在陶瓷底板上制作出共晶焊接导电层及引出导电层;之后利用共晶焊接设备将大尺寸 LED 芯片与陶瓷底板焊接在一起。这样的结构既考虑了出光问题也考虑了散热问题,并且采用的陶瓷底板为高导热陶瓷板,散热效果非常理想,价格又相对较低,所以为目前较为适宜的底板材料,并可为将来的集成电路一体化封装预留安装空间。

④ 蓝宝石衬底过渡法。按照传统的 InGaIn 芯片制造方法在蓝宝石衬底上生长出 PN 结后,将蓝宝石衬底切除并连接上传统的四元材料,制造出上下电极结构的大尺寸蓝光 LED 芯片。

⑤ AlGaInN 碳化硅(SiC)背面出光法。美国 Cree 公司采用的是 SiC 衬底制造的 AlGaInN-HB LED,AlGaInN/SiC 芯片结构经不断改进,亮度不断提高。由于 P 型和 N 型电极分别位于芯片的底部和顶部,单引线键合,兼容性较好,使用方便,因而成为 AlGaInN LED 发展的另一主流产品。

## 2. 功率型封装

功率 LED 最早始于 HP 公司推出的“食人鱼”封装结构的 LED 及“Snap LED”,有两种工作电流,分别为  $70\text{ mA}$  和  $150\text{ mA}$ ,输入功率可达  $0.3\text{ W}$ 。功率 LED 比原支架式封装的 LED 输入功率提高了几倍,热阻降为几分之一。而瓦级功率 LED 是未来照明的核心部分,所以世界各大公司投入很大力量,对瓦级功率 LED 的封装技术进行研究开发。

LED 芯片及封装向大功率方向发展,在大电流下产生比  $\phi 5\text{ mm}$  的 LED 大  $10 \sim 20$  倍的光通量,必须采用有效的散热与不劣化的封装材料解决光衰问题,因此管壳及封装是其关键技术。能承受数瓦功率的 LED 封装已经出现, $5\text{ W}$  系列白、绿、蓝绿、蓝光功率型 LED 已



推向市场,白光 LED 光输出达 187 lm,光效率为 44.3 lm/W,并开发出可承受 10 W 功率的 LED,采用大面积管芯;尺寸为 2.5 mm × 2.5 mm,可在 5 A 电流下工作,光输出达 200 lm,作为固体照明光源有很大的发展空间。

超高亮度 LED 产品可采用 PLCC (塑封带引线片式载体) -2 封装,外形尺寸为 3.0 mm × 2.8 mm,通过独特方法装配高亮度管芯,产品热阻为 400 K/W,可按 CECC 方式焊接,其发光强度在 50 mA 驱动电流下达 1 250 mcd。全新的 LED 功率型封装设计理念主要归为两类:一类是单芯片功率型封装;另一类是多芯片功率型封装。

### 1) 功率型 LED 的单芯片封装

Lumileds 公司研制的 Luxeon 系列大功率 LED 单芯片封装结构与常规的 LED 封装结构全然不同,它是将正面出光的 LED 芯片直接焊接在热衬上,或将背面出光的 LED 芯片先倒装在具有焊料凸点的硅载体上,然后再将其焊接在热衬上,使大面积芯片在大电流下工作的热特性得到改善。这种封装对于取光效率、散热性能和电流密度的设计都是最佳的,其主要特点如下。

① 热阻低。常规  $\phi 5$  mm 型 LED 较小的芯片尺寸和传统环氧封装具有很高的热阻,而这种新型封装结构的热阻一般仅为 14 °C/W,可比常规 LED 减小约 20 倍。

② 可靠性高。内部填充稳定的柔性胶凝体,在 40 ~ 120 °C 的范围内不会因温度骤变产生的内应力使金丝和框架引线断开。用这种硅橡胶作为光耦合的密封材料,不会出现普通光学环氧树脂那样的变黄现象,金属引线框架也不会因氧化而沾污。

③ 反射杯和透镜的最佳设计使辐射可控和光学效率最高,在应用中可将它们组装在一个带有铝芯夹层的电路板 (铝芯 PC) 上,电路板作为器件电极连接布线用,铝芯夹层则可作为功率型 LED 的热衬,这样不仅可获得较高的发光通量,而且还具有较高的光电转换效率。

Lumileds 公司的单芯片瓦级功率 LED 封装结构的特点是采用热电分离形式,将倒装芯片用硅载体直接焊接在热衬上,并采用反射杯、光学透镜和柔性透明胶等新结构和新材料,现可提供单芯片 1 W、3 W 和 5 W 的大功率 LED 产品。OSRAM 公司推出单芯片的 Golden Dragon 系列 LED,其结构特点是热衬与金属线路板直接接触,具有很好的散热性能,输入功率可达 1 W。

### 2) 功率型 LED 的多芯片组合封装

Norlux 系列 LED 的封装结构为六角形,铝衬底的直径为 1.25 英寸,发光区位于其中央部位,直径约为 0.375 英寸,可容纳 40 只 LED 芯片。用铝板作为热衬,并使芯片的键合引线通过在衬底上做成的两个接触点与正极和负极连接。根据所需输出光功率的大小来确定衬底上排列管芯的数目,组合封装的超高亮度芯片包括 AlGaInN 和 AlGaInP,它们的发射光可为单色、彩色 (R、G、B)、白色 (R、G、B 三基色合成或蓝色、黄色二元合成)。最后采用高折射率的材料按照光学设计形状进行封装,不仅取光效率高,而且还能够使芯片和键合的引线得到保护。由 40 个 AlGaInP (AS) 芯片组合封装的 LED 流明效率为 20 lm/W。采用 R、G、B 三基色合成白光的组合封装模块当混色比为 0:43R:0.48G:0.009B 时,光通量的典型值为 100 lm, CCT 标准色温为 4 420 K,色坐标  $x$  为 0.361 2,  $y$  为 0.352 9。由此可见,这种采用常规芯片进行高密度组合封装的功率型 LED 可以达到较高的亮度水平,并且热阻低,可在大电流下工作,获得较高的光输出功率。





多芯片组合封装的大功率 LED, 其结构和封装形式较多。日亚公司推出的超高亮度白光 LED, 其光通量可达 600 lm, 输出光束为 1 000 lm 时, 耗电量为 30 W, 最大输入功率为 50 W, 白光 LED 模块发光效率达 33 lm/W。我国台湾 UEC 公司 (国联) 采用金属键合 (Metal Bonding) 技术封装的 MB 系列大功率 LED 的特点是, 用 Si 代替 GaAs 衬底, 散热好, 并以金属黏结层作为光反射层, 提高光输出。

功率型 LED 的热特性直接影响 LED 的工作温度、发光效率、发光波长、使用寿命等, 因此, 对功率型 LED 芯片而言, 其封装设计、制造技术显得尤为重要。大功率 LED 封装中主要考虑的问题有以下几个。

① 散热。散热对功率型 LED 器件来说是至关重要的。如果不能将电流产生的热量及时散出, 保持 PN 结的结温度在允许范围内, 将无法获得稳定的光输出和维持正常的器件寿命。

常用的散热材料中银的导热率最好, 但是银散热板的成本较高, 不适宜做通用型散热器。而铜的导热率比较接近银, 且其成本较银低。铝的导热率虽然低于铜, 但其综合成本最低, 有利于大规模制造。经过实验对比发现较为合适的做法是: 连接芯片部分采用铜基或银基热衬, 再将该热衬连接在铝基散热器上, 采用阶梯型导热结构, 利用铜或银的高导热率将芯片产生的热量高效传递到铝基散热器, 再通过铝基散热器将热量散出 (通过风冷或热传导方式散出)。这种做法的优点是: 充分考虑散热器的性价比, 将不同特点的散热器结合在一起, 做到高效散热并使成本控制合理化。

应注意的是, 连接铜基热衬与芯片之间的材料选择是十分重要的, LED 行业常用的芯片连接材料为银胶。但是经过研究发现, 银胶的热阻为  $10 \sim 25 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ , 如果采用银胶作为连接材料, 就等于人为地在芯片与热衬之间加上了一道热阻。另外, 银胶固化后的内部基本结构为环氧树脂骨架 + 银粉填充式导热导电结构, 这种结构的热阻极高且 TG 点较低, 对器件的散热与物理特性稳定极为不利。解决此问题的做法是, 以锡片作为晶粒与热衬之间的连接材料 [锡的导热系数为  $67 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ ], 可以获得较为理想的导热效果 (热阻约为  $16 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ), 锡的导热效果与物理特性远优于银胶。

② 出光。传统的 LED 器件封装方式只能利用芯片发出的约 50% 的光能, 由于半导体与封闭环氧的折射率相差较大, 致使内部的全反射临界角很小, 有源层产生的光只有小部分被取出, 大部分在芯片内部经多次反射而被吸收, 是 LED 芯片取光效率很低的根本原因。如何将内部不同材料间折射、反射消耗的 50% 光能加以利用, 是设计出光系统的关键。

通过芯片倒装技术 (FLIP-CHIP) 可以比传统的 LED 芯片封装技术得到更多的有效出光。但是, 如果不在芯片的发光层与电极下方增加反射层来反射浪费的光能, 则会造成约 8% 的光损失。所以底板材料上必须增加反射层。芯片侧面的光也必须利用热衬的镜面加工法加以反射, 增加器件的出光率。而且在倒装芯片的蓝宝石衬底部分与环氧树脂导光结合面上应加上一层硅胶材料, 以改善芯片出光的折射率。

经过上述光学封装技术的改善, 可以大幅度提高大功率 LED 器件的出光率 (光通量)。大功率 LED 器件顶部透镜的光学设计也是十分重要的, 通常的做法是: 在进行光学透镜设计时应充分考虑最终照明器具的光学设计要求, 尽量配合应用照明器具的光学要求进行设计。

常用的透镜种类有 凸透镜、凹锥透镜、球镜、菲涅尔透镜、组合式透镜等。透镜与大



功率 LED 器件的装配方法理想的情况应采取气密性封装, 如果受透镜形状所限也可采取半气密性封装。透镜材料应选择高透光的玻璃或亚克力等合成材料, 也可以采用传统的环氧树脂模组式封装, 加上二次散热设计基本上可以达到提高出光率的效果。

### 3. 功率型 LED 的进展

功率型 LED 的实用化, 使 LED 的应用从室内走向室外。因此功率型 LED 的研发和产业化将成为今后发展的另一重要方向, 其技术关键是不断提高发光效率和每一器件(组件)的发光通量。功率型 LED 所用的外延材料采用 MOCVD 外延生长技术和多量子阱结构, 虽然其内量子效率还需进一步提高, 但获得高发光通量的最大障碍仍是芯片取光效率很低。目前由于沿用了传统的 LED 封装结构, 工作电流一般被限定为 20 mA。按照这种常规理念设计和制作的功率型 LED 根本无法达到高效率和高光通量的要求。为提高可见光功率型 LED 的发光效率和发光通量, 必须采用新的设计理念, 一方面通过设计新型芯片结构来提高取光效率, 另一方面通过增大芯片面积, 加大工作电流、采用低热阻的封装结构来提高器件的光电功率转换效率。因此设计和制作新型芯片和封装结构, 不断提高器件的取光效率和光电转换效率一直是功率型 LED 发展中至关重要的课题。

功率型 LED 大大扩展了 LED 在各种信号显示和照明光源领域的应用, 功率型 LED 结构的进步, 取光和热衬优化设计使大功率 LED 的发光效率和发光通量不断提高, 由多个  $\phi 5\text{ mm}$  LED 组装的灯盘和灯头将被由功率型 LED 组装的灯芯所取代。随着功率型 LED 性能的改进, LED 照明光源引起了照明领域更大的关注, 普通照明市场的需求是巨大的, 功率型 LED 白光技术将更能适应普通照明的应用; 只要 LED 产业能持续这一开发方向, LED 固体照明在未来 5 ~ 10 年将会取得重大的市场突破。

# 第3章 大功率LED驱动电路



## 3.1 LED驱动技术

### 3.1.1 LED驱动方案

#### 1. LED驱动电源

原始电源有各种形式，但无论哪种电源，一般都不能直接给LED供电。因此，要用LED做照明光源就要解决电源变换问题。大功率LED实际上是一个电流驱动的低电压单向导电器件，LED驱动器应具有直流控制、高效率、PWM调光、过压保护、负载断开、小型尺寸及简便易用等特性。设计LED驱动电源必须注意以下事项：

① LED是单向导电器件，由于这个特点，就要用直流电流或者单向脉冲电流给LED供电。

② LED是一个具有PN结结构的半导体器件，具有势垒电势，这就形成了导通门限电压，施加在LED上的电压值超过这个门限电压时LED才会充分导通。大功率LED的门限电压一般在2.5V以上，正常工作时的管压降为3~4V。

③ LED的电流电压特性是非线性的，流过LED的电流在数值上等于供电电源的电动势减去LED的势垒电势再除以回路的总电阻（电源内阻、引线电阻、LED体电阻之和）。因此，流过LED的电流和加在LED两端的电压不成正比。

④ LED的PN结是负的温度系数，温度升高LED的势垒电势降低。由于这个特点，所以LED不能直接用电压源供电，必须采取限流措施，否则随着LED工作时温度的升高电流会越来越大以致损坏。

⑤ 流过LED的电流和LED的光通量的比值也是非线性的。LED的光通量随着流过LED的电流增加而增加，但却不成正比，越到后来光通量增加得越少。因此，应该使LED在一个发光效率比较高的电流值下工作。

另外，LED也和其他光源一样，所能承受的电功率是有限的。如果加在LED上的电功率超过一定数值，LED可能损坏。由于生产工艺和材料特性方面的差异，同样型号LED的势垒电势及LED的内阻也不完全一样，这就导致LED工作时的管压降不一致，再加上LED势垒电势具有负的温度系数，因此，LED不能直接并联使用。

用原始电源给LED供电有4种情况：低电压驱动、过渡电压驱动、高电压驱动、市电驱动。不同的情况在电源变换器的技术实现上有不同的方案。下面简要地介绍一下这几种情



况下的电源驱动方法。

#### 1) 低电压驱动 LED

低电压驱动就是指用低于 LED 正向导通压降的电压驱动 LED, 如一节普通干电池或镍铬/镍氢电池, 其正常供电电压在  $0.8 \sim 1.65 \text{ V}$  之间。低电压驱动 LED 需要把电压升高到足以使 LED 导通的电压值。对于 LED 这样的低功耗照明器件这是一种常见的使用情况, 如 LED 手电筒、LED 应急灯、节能台灯等。由于受单节电池容量的限制, 一般不需要很大功率, 但要求有最低的成本和比较高的变换效率, 考虑有可能配合一节 5 号电池工作, 还要有最小的体积, 其最佳技术方案是电荷泵式升压变换器。

#### 2) 过渡电压驱动 LED

过渡电压驱动是指给 LED 供电的电源电压值在 LED 管压降附近变动, 这个电压有时可能略高于 LED 管压降, 有时可能略低于 LED 管压降。如一节锂电池或者两节串联的铅酸电池, 充满电时电压在  $4 \text{ V}$  以上, 电快用完时电压在  $3 \text{ V}$  以下。用这类电源供电的典型应用如 LED 矿灯。

过渡电压驱动 LED 的电源变换电路既要解决升压问题, 还要解决降压问题, 为了配合一节锂电池工作, 也需要有尽可能小的体积和尽量低的成本。一般情况下功率也不大, 其最高性价比的电路结构是反极性电荷泵式变换器。

#### 3) 高电压驱动 LED

高电压驱动是指给 LED 供电的电压值始终高于 LED 管压降, 如  $6 \text{ V}$ 、 $12 \text{ V}$ 、 $24 \text{ V}$  蓄电池。典型应用如太阳能草坪灯、太阳能庭院灯、机动车的灯光系统等。高电压驱动 LED 要解决降压问题, 由于高电压驱动一般是由普通蓄电池供电的, 会用到比较大的功率, 如机动车照明和信号灯光, 应该有尽量低的成本。变换器的最佳电路结构是串联开关降压电路。

#### 4) 市电驱动 LED

市电驱动是一种对 LED 照明应用最有价值的供电方式, 是半导体照明普及应用必须要解决好的问题。用市电驱动 LED 要解决降压和整流问题, 还要有比较高的变换效率, 有较小的体积和较低的成本, 还应该解决安全隔离问题, 考虑对电网的影响, 还要解决好电磁干扰和功率因数问题。对中小功率的 LED, 其最佳电路结构是隔离式单端反激变换器。对于大功率的应用, 应该使用桥式变换电路。

### 2. LED 驱动器特性

#### 1) 直流控制

LED 是电流驱动的器件, 其亮度与正向电流呈比例关系。有以下两种方法可以控制 LED 的正向电流。

① 采用 LED 的  $V-I$  曲线来确定产生预期正向电流所需要向 LED 施加的电压。其实现方法一般采用一个电压源和一个限流电阻器, 如图 3-1 所示。图 3-1 所示的控制方法有多项不足之处。LED 正向电压的任何变化都会导致 LED 电流的变化。如果额定正向电压为  $3.6 \text{ V}$ , 则图 3-1 中 LED 的电流为  $20 \text{ mA}$ 。如果电压变为  $4.0 \text{ V}$ , 这是温度或制造变化引起的特定压变, 那么正向电流则降低到  $14 \text{ mA}$ 。正向电压变化  $11\%$  会导致更大的正向电流变化, 可达  $30\%$ 。另外, 根据可用的输入电压, 限流电阻的压降和功耗会浪费电能和降低电池使用寿命。

② 首选的 LED 电流调整方法是利用恒流电源来驱动 LED。恒流电源可消除正向电压变

化所导致的电流变化。因此可产生恒定的 LED 亮度。产生恒流电源的方法是,调整通过电流检测电阻器的电压,而不用调整电源的输出电压,如图 3-2 所示。电源参考电压和电流检测电阻器值决定了 LED 电流。在驱动多个 LED 时,只需把它们串联就可以在每个 LED 中实现恒定电流。驱动并联 LED 需要在每个 LED 串中放置一个限流电阻,这会导致效率降低和电流失配。

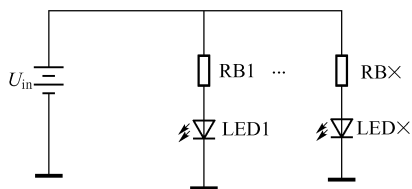


图 3-1 带限流电阻的电压电源

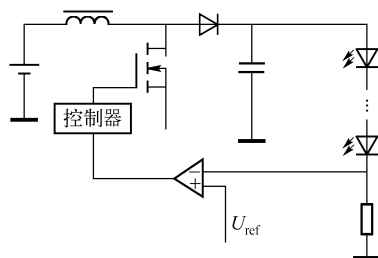


图 3-2 驱动 LED 的恒流电源

## 2) 高效率

在便携式电子设备应用中,电池使用寿命是至关重要的,LED 驱动器如果实用,就必须具备高效率。LED 驱动器的效率测量与典型电源的效率测量不同。典型电源效率测量的定义是输出功率除以输入功率。而对于 LED 驱动器来说,输出功率并非相关参数。重要的是产生预期 LED 亮度所需要的输入功率值。这可以简单地通过 LED 功率除以输入功率来确定。如果这样定义效率的话,则电流检测电阻器中的功耗会导致电源功率耗散。图 3-3 说明了选用

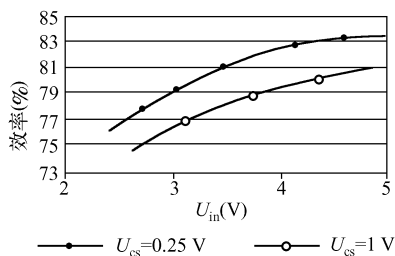


图 3-3 低电流传感电压更有效

0.25 V 参考电压的电源与选用 1 V 参考电压的电源相比,二者效率的提高情况。无论输入电压或 LED 电流如何变化,只要其他条件相同,较低的参考电压都可以提高效率并延长电池的使用寿命。

## 3) PWM 调光

许多便携式电子设备中应用的 LED 都需要进行亮度调节。在 LCD 背光等应用中,调光功能可提供亮度及对比度调节。可采用两种调光方法:模拟方式与 PWM 调制方式。利用模拟方式调光,通过向 LED 施加 50% 的最大电流可实现 50% 的亮度。这种方法的缺点是会出现 LED 颜色偏移,并且需要采用模拟控制信号,因此使用率一般不高。采用 PWM 调制方式调光,在 50% 占空比时施加满电流可达到 50% 亮度。为确保人的肉眼看不到 PWM 脉冲,PWM 信号的频率必须高于 100 Hz。最大 PWM 频率取决于电源启动与响应时间。为提供最大的灵活性及集成简易性,LED 驱动器应能够接受高达 50 kHz 的 PWM 频率。

## 4) 过压保护

在恒流模式工作的电源需要具有过压保护功能,无论负载为多少,恒流电源都可产生恒定输出电流。如果负载电阻增大,电源的输出电压也必须随之增大。这就是电源保持恒流输出的方法。如果电源检测到过大的负载电阻,或者负载断开的话,输出电压可提高到超出 IC 或其他分立电路元件的额定电压范围。恒流 LED 驱动器可采用多种过压保护方法。其中一个方法是使齐纳二极管与 LED 并联。这种方法可以将输出电压限制到齐纳击穿电压和电



源的参考电压。在过压条件下,输出电压会升高到齐纳击穿点使其导通。输出电流会通过齐纳二极管,然后通过电流检测电阻器接地。在齐纳二极管限制最大输出情况下,电源可连续产生恒定的输出电流。更佳的过压保护方法是监控输出电压并在达到过压设定值时关闭电源。如果出现故障,在过压条件下关断电源可降低功耗并延长电池使用寿命。

#### 5) 负载断开

在 LED 驱动电源设计中,一个经常被忽视的功能是负载断开,在电源失效时负载断开功能可以把 LED 从电源断开。这种功能在下列两种情况下至关重要,即断电和 PWM 调光模式下。在升压变换器断电期间,负载仍然通过电感器和二极管与输入电压连接。由于输入电压仍然与 LED 连接,就会继续产生一个小电流。即使很小的泄漏电流也会在很长的空闲期间极大缩短电池寿命。负载断开在 PWM 调光时也很重要。在 PWM 空闲期间,输出电容器仍然与 LED 连接。如果没有负载断开功能,输出电容器会通过 LED 放电,直到 PWM 脉冲再次打开电源。由于电容器在每个 PWM 循环开始都部分放电,一次电源必须在每个 PWM 循环开始时给输出电容器充电。因此会在每个 PWM 循环产生电流脉冲。充电电流会降低系统效率并在输入总线上产生瞬时电压。如果具有负载断开功能,LED 就会从电路断开,就不会存在泄漏电流,而且在 PWM 调光循环之间输出电容器都是充满的。实施负载断开电路的最好方案是在 LED 和电流检测电阻器之间设置一个 MOSFET,其缺点是在 MOSFET 上会产生一个附加压降。

#### 6) 简便易用

简便易用是相对而言的。在评估电路的简便易用性时,不但必须考虑初始设计的复杂性,而且还必须考虑在未来进行快速修改并把电路用于其他有不同输入或输出要求的电路时需要做的工作。总之,滞后控制器非常简便易用。滞后控制器可消除传统电源设计中必需的复杂频率补偿功能。由于最佳的补偿因输入和输出条件的不同而不同,传统的电源设计不能实现针对不同工作条件的快速修改,而滞后控制器具有内在的稳定性从而在输入、输出条件改变时无须改变。

#### 7) 小尺寸

小尺寸是便携式电子设备的一个重要特性,电路元件的尺寸受多种因素的影响。其中一个因素是工作频率。高工作频率允许采用小型无源元件。用于便携式电子设备的现代 LED 驱动器应能够以高达 1 MHz 频率工作。由于工作频率并不能明显缩小电路尺寸,而且较高的工作频率损耗会降低效率和缩短电池寿命,所以驱动器的工作频率一般不超过 1 MHz。把各种功能集成到控制 IC 是实现小型驱动解决方案的一个最重要的因素。如果上述所有功能都通过分离的元件实现的话,它们所需要的电路板空间将超出电源自身占用的空间。把它们集成到控制 IC 可大大缩小整体驱动器尺寸。功能集成的第二个同样重要优势是可以降低解决方案的总成本。

### 3.1.2 LED 与驱动器的匹配

LED 已经广泛应用于照明、装饰类灯产品,在设计 LED 照明系统时,需要考虑选用什么样的 LED 驱动器,以及 LED 作为负载采用的串并联方式,合理的配合设计,才能保证 LED 正常工作。LED 作为驱动电路的负载,经常需要几十个甚至上百个 LED 组合在一起构成发光组件,LED 负载的连接形式,直接关系到其可靠性和使用寿命。设计中选择 LED 驱



动电路时,一般考虑成本和性能因素。系统设计的一个约束条件是可用的电池功率和电压,其他约束条件还包括功能特性,如针对环境光线做出调整。

LED 可根据不同参数进行筛分,包括正向电压及在特定正向电流时的色度和亮度。举例来说,白光 LED 的正向电压范围通常为  $3.5 \sim 4\text{V}$ ,典型工作电流为  $15 \sim 20\text{mA}$ 。当多个 LED 在一个背光照明设备上应用时,这些 LED 通常都会进行匹配,以产生均匀的亮度。因此,经匹配的 LED,在某个特定电压范围内其正向电压  $V_F$  及其他参数都是匹配的。 $V_F$  通常为  $3.5 \sim 3.65\text{V}$ 、 $3.65 \sim 3.8\text{V}$  及  $3.8 \sim 4.0\text{V}$ ,飞兆半导体最新产品的  $V_F = 3\text{V}$ 。低  $V_F$  值的 LED 一般应用于小型显示设备中,较大的彩色显示器通常需要较高的亮度,一般采用中或高  $V_F$  值的 LED。

一般来说,LED 的  $V_F$  值是系统设计的重要参数。由普通电池供电的便携产品(如移动电话)所使用的单一锂离子电池,其电压范围为  $2.7 \sim 4.2\text{V}$ 。如果将系统对电池工作电压的要求设计为不低于  $3\text{V}$ ,设计中就可以直接使用低至  $3\text{V}$  且未经稳压的电池电压来驱动 LED。

匹配的差异级别包括发光强度和色度,色度决定显示的颜色,大多与执行设计所使用的半导体工艺有关。电气工作条件对色度的影响很小。对于发光强度而言,筛选工艺可测量在给定正向工作电流下的发光强度。

目前,市场上已有能够驱动多个 LED 的驱动 IC,其功能包括电压提升至可驱动多个串联 LED,以便与每列包含一个或多个 LED 及多列 LED 进行电流匹配。特定驱动 IC 可提供独立于 LED 正向电压  $V_F$  的精确电流匹配。另一项常用功能是亮度控制,有助于提供更多功能和改善电源管理。

将多个 LED 连接在一起使用时,正向电压和电流均必须匹配,整个组件才能产生一致的亮度。实现恒定电流最简单的方法是将经过正向电压筛选的 LED 串联起来。随着系统采用匹配 LED 的数量增加,采用高性能多功能驱动 IC 是良好的解决方案。现有驱动 IC 还具有其他功能特点,包括软启动、短路保护,以及能设计出将外围部件数减至最少的 LED 驱动电路。

### 1. LED 全部采用串联方式

LED 全部采用串联方式的连接图如图 3-4 所示。即将多个 LED 的正极对负极连接成串,其优点是通过每个 LED 的工作电流一样,一般应串入限流电阻,要求 LED 驱动器输出较高的电压。当 LED 的一致性差别较大时,分配在不同的 LED 两端电压不同,因通过每个 LED 的电流相同,所以每个 LED 的亮度是一致的。

当某一个 LED 品质不良短路时,如果采用稳压式驱动(如常用的阻容降压方式),由于驱动器输出电压不变,那么分配在剩余的 LED 两端电压将升高,驱动器输出电流将增大,容易损坏余下所有 LED。如果采用恒流式驱动 LED,当某一个 LED 品质不良短路时,由于驱动器输出电流保持不变,不影响余下所有 LED 正常工作。

当某一个 LED 品质不良断开后,串联在一起的 LED 将全部不亮。解决的办法是在每个 LED 两端并联一个齐纳管,如图 3-5 所示,当然齐纳管的导通电压需要比 LED 的导通电压高,否则 LED 就不亮了。

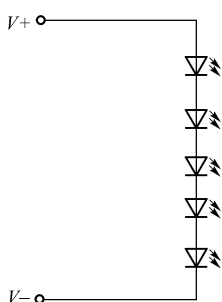


图 3-4 LED 全部采用串联方式的连接图

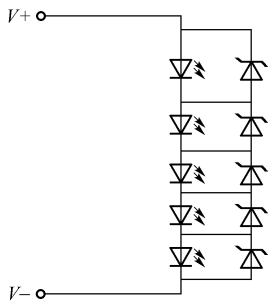


图 3-5 LED 两端并联齐纳管连接图

串联方式能确保各个 LED 电流的一致性，如果 4 个 LED 串联后总正向电压  $V_F$  为 12 V，就必须使用具有升压功能的驱动电路，以便为每个 LED 提供充足的电压。但由于 LED 的  $V_F$  值存在一个变化范围，LED 之间的压差会随之变化，对亮度的均匀性有一定的影响。

飞兆半导体的 FAN5608 就可使用未匹配的 LED，而其升压电路具有智能检测功能，可将电压提升至恰好足够的水平，以驱动具有最高总体  $V_F$  压降的 LED 串联组件。该串联驱动方案可以驱动两个独立的 LED 组件，各组件有 4 个串联 LED，并具有独立的亮度控制功能。每个串联具有独立的亮度控制，而且升压电路具有内置肖特基二极管，无须外部二极管，从而节省了电路板空间。内置升压电路的效率不低于 90%，有助延长电池寿命，且具有软件启动功能、低电磁干扰和极少纹波等特点。FAN5608 驱动 IC 带有内置 DAC，具有模拟检测功能，可选择使用模拟、数字或 PWM 方式控制亮度。该驱动 IC 集成了温度控制功能，可将 LED 使用寿命提高到 50%。

## 2. LED 全部采用并联方式

在并联设计中，多个 LED 由具备独立电流的驱动电路来驱动。并联设计基于低驱动电压，因此无须带电感的升压电路。此外，并联设计提供低电磁干扰、低噪声和高效率，且容错性较强。在串联设计中，一个 LED 发生故障就会导致整个照明子系统失效，而并联设计可避免这种严重缺陷。LED 全部采用并联方式的连接图如图 3-6 所示，即将多个 LED 的正极与正极、负极与负极并联连接，其特点是每个 LED 的工作电压一样，总电流为  $\Sigma I_{Fn}$ ，为了实现每个 LED 的工作电流  $I_F$  一致，要求每个 LED 的正向电压也要一致。但是，器件之间特性参数存在一定差别，且 LED 的正向电压  $V_F$  随温度上升而下降，不同 LED 可能因为散热条件差别，而引发工作电流  $I_F$  的差别，散热条件较差的 LED，温升较大，正向电压  $V_F$  下降也较大，造成工作电流  $I_F$  上升，而工作电流  $I_F$  上升又加剧温升，如此循环可能导致 LED 烧毁。LED 全部采用并联方式要求 LED 驱动器输出较大的电流，负载电压较低。分配在所有 LED 两端电压相同，当 LED 的一致性差别较大时，通过每个 LED 的电流不一致，LED 的亮度也不同。可挑选一致性较好的 LED，LED 全部采用并联方式适合对电源电压较低的产品供电（如太阳能或电池）。

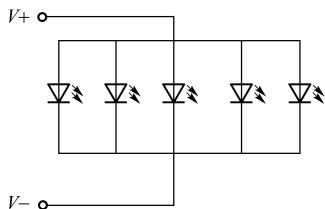


图 3-6 LED 全部采用并联方式的连接图

当某一个 LED 品质不良断开时，如果采用稳压式 LED 驱动器（如稳压式开关电源），



驱动器输出电流将减小,而不影响余下所有 LED 正常工作。如果是采用恒流式 LED 驱动器,由于驱动器输出电流保持不变,分配在余下 LED 电流将增大,容易损坏所有 LED。解决办法是尽量多并联 LED,当断开某一个 LED 时,分配在余下 LED 电流不大,不至于影响余下 LED 正常工作。所以功率型 LED 作并联负载时,不宜选用恒流式驱动器。

当某一个 LED 品质不良短路时,那么所有的 LED 将不亮,但如果并联 LED 数量较多,通过短路的 LED 电流较大,足以将短路的 LED 烧成断路。现有两种用于并联配置的驱动 IC:一种是驱动  $V_F$  已匹配 LED 的 IC;另一种是驱动  $V_F$  未匹配 LED 的 IC。

### 1) 驱动匹配的 LED

使用具有内部匹配电流源的 LED 驱动 IC 来驱动并联的匹配 LED,驱动 IC 在现有的 3.3 ~ 5.5 V 总线电压下运行,LED 的电流通过单一的外部电阻器来调节。由于不需要 DC/DC 变换进行升压,故无须采用外部电感,因此电路的电磁干扰和纹波可达到最小。如果电源电压经过稳压处理,则无须为每个 LED 配备额外的电流设置电阻器。如果有更高的稳定电压,此电路还能额外的串联 LED 提供匹配电流,但其电压必须至少为  $0.3\text{ V} + nV_F$ 。

### 2) 驱动未匹配的 LED

为了驱动未匹配的 LED,需要使用可为每个 LED 提供独立电流控制的 IC 来获得均匀亮度。因 LED 的  $V_F$  有一定的范围,驱动 IC 将均匀地匹配各电流以获得均匀亮度,并可在现有的 3.3 ~ 5 V 总线电压下运行。电路中的驱动 IC 会测量所有 LED 的  $V_F$ ,选出最高  $V_F$  的 LED,并将  $V_{out}$  提升至驱动这个最大  $V_F$  值 LED 所需的最低电压。

## 3. LED 采用混联方式

在需要使用多个 LED 的产品中,如果将所有 LED 串联,将需要 LED 驱动器输出较高的电压。如果将所有 LED 并联,则需要 LED 驱动器输出较大的电流。将所有 LED 串联或并

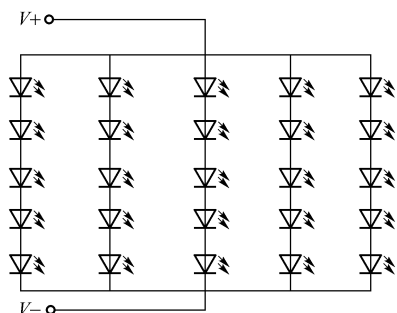


图 3-7 LED 采用混联方式的连接图

联,不但限制着 LED 的使用量,而且并联 LED 负载电流较大,驱动器的成本也会增加。解决办法是采用混联方式。如图 3-7 所示,串并联的 LED 数量平均分配,分配在一串 LED 上的电压相同,通过同一串每个 LED 上的电流也基本相同,LED 亮度一致。同时通过每串 LED 的电流也相近。

当某一串 LED 上有一个品质不良短路时,不管采用稳压式驱动还是恒流式驱动,这串 LED 相当于少了一个 LED,通过这串 LED 的电流将大增,很容易就会损坏这串 LED。大电流通过损坏的这串 LED 后,由于

通过的电流较大,多表现为断路。断开一串 LED 后,如果采用稳压式驱动,驱动器输出电流将减小,而不影响余下所有 LED 正常工作。如果采用恒流式驱动,由于驱动器输出电流保持不变,分配在余下 LED 电流将增大,容易损坏所有 LED。解决办法是尽量多并联 LED 串,当断开某一串 LED 时,分配在余下 LED 串电流不大,不至于影响余下 LED 串正常工作。

这种先串后并的线路优点是线路简单、亮度稳定、可靠性高,并且对器件的一致性要求较低,即使个别 LED 单管失效,也对整个发光组件影响较小。假定有  $n = 8$  的 GaAs 材料



LED, 以设计正向电流  $I_F = 20\text{ mA}$  为目标值, 单个LED正向电压  $V_F = 2.0\text{ V}$ , 则  $V_D = 8 \times V_F = 16.0\text{ V}$ ,  $V_R = I_F \times R = 20 \times 200 = 4.0\text{ V}$ ,  $V_{CC} = V_D + V_R = 20.0\text{ V}$ 。当单管  $V_F$  离散性较大时, 假设  $V_D = 15.6 \sim 16.4\text{ V}$ , 则对应  $V_R = 4.4 \sim 3.6\text{ V}$ , 很容易计算  $I_F = 18 \sim 22\text{ mA}$ , 可以看出单个LED发光强度变化量在10%以内, 基本上保持发光组件亮度均匀。当出现一个LED短路时,  $V_D = 14\text{ V}$ , 则  $V_R = 6\text{ V}$ ;  $I_F = V_R/R = 30\text{ mA}$ 。实际上由于单管短路造成  $I_F$  上升, 单管  $V_F$  随  $I_F$  的增加而增加,  $V_D$  应高于  $14\text{ V}$ , 则  $V_R$  小于  $6\text{ V}$ , 电流应小于  $30\text{ mA}$ , 具体电流值与所采用的LED单管有关, 实验中测量为  $28\text{ mA}$  左右。当出现一个LED开路时, 将导致8个LED熄灭, 从原理上LED开路的可能性极小。无论单个LED开路或短路, 均不影响其他LED串发光, 不至于使整个发光组件失效, 这种连接形式的发光组件可靠性较高, 并且对LED的要求也较宽松, 适用范围大, 不需要特别挑选, 整个发光组件的亮度也相对均匀。在工作环境因素变化较大情况下, 使用这种连接形式的发光组件效果较为理想。

先并后串混合连接构成的发光组件的问题主要在单组并联LED中, 由于器件和使用条件的差别, 导致单组中个别LED芯片丧失PN结特性, 出现短路, 个别器件短路使未失效的LED失去工作电流  $I_F$ , 导致整组LED熄灭, 总电流  $\Sigma I_{Fn}$  全部从短路器件通过, 而较长时间的短路电流又使器件内部键合金属丝或其他部分烧毁, 出现开路, 这时未失效的LED重新获得电流, 恢复正常发光, 只是工作电流  $I_F$  较原来大一点。这就是这种连接形式的发光组件出现先是一组几个LED一起熄灭, 一段时间后, 除其中一个LED不亮, 其他LED又恢复正常的原因。由于LED的  $V_F$  不稳定性, 使多个LED并联使用时, 工作电流精度范围受到限制。因此, 采用LED并联形式, 应考虑器件和环境差别等因素对电路的影响, 设计时留有一定的裕量, 以保证其可靠性。

混联方式还有另一种接法, 即将LED平均分配后, 分组并联, 再将每组串联在一起。当有一个LED品质不良短路时, 不管采用稳压式驱动还是恒流式驱动, 并联在这一路的LED将全部不亮。如果采用恒流式驱动, 由于驱动器输出电流保持不变, 除了并联在短路LED的这一并联支路外, 其余的LED正常工作。假设并联的LED数量较多, 驱动器的驱动电流较大, 通过这个短路的LED电流将增大, 大电流通过这个短路的LED后, 很容易就变成断路。由于并联的LED较多, 断开一个LED并联支路, 平均分配电流不大, 依然可以正常工作, 那么整个LED灯, 仅有一个LED不亮。

如果采用稳压式驱动, LED品质不良短路瞬间, 负载相当于少了一个LED并联支路, 加在其余LED上的电压升高, 驱动器输出电流将大增, 极有可能立刻损坏所有LED, 只有将这个短路的LED烧成断路, 驱动器输出电流才能恢复正常。由于并联的LED较多, 断开一个LED并联支路, 平均分配电流不大, 依然可以正常工作, 那么整个LED灯, 也仅有一个LED不亮。

通过以上分析可知, 驱动器与LED串并联方式匹配选择是非常重要的。恒流式LED驱动器是不适合采用并联负载的, 同样的, 稳压式LED驱动器不适合选用串联负载。

#### 4. 交叉阵列形式

为了提高可靠性, 降低LED熄灭的概率, 出现了各种各样的连接设计, 交叉阵列形式就是其中一种。LED交叉阵列形式电路图如图3-8所示, 每串以3个LED为一组, 其电流输入来源于a、b、c、d、e串, 输出也同样分别连接至a、b、c、d、e串, 构成交叉连接阵列。这种交叉连接方式的目的是, 即使个别LED开路或短路, 也不会造成发光组件整体失效。

### 5. LED 驱动器拓扑结构

与荧光灯的电子镇流器不同, LED 驱动器的主要功能是将交流电压转换为直流电压, 并同时完成与 LED 的电压和电流的匹配。飞利浦照明电子近年来致力于 LED 驱动器的开发, 已研发出多种 LED 驱动器拓扑结构以适合各方面应用的需求, 产品已广泛地运用于照明、汽车电子、路标、显示背光等领域。一种简单的 LED 驱动器的拓扑结构图如图 3-9 所示。

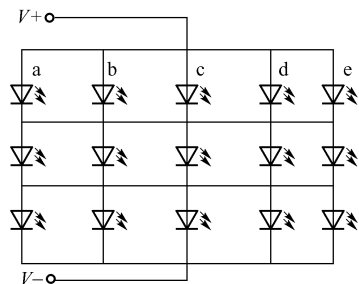


图 3-8 LED 交叉阵列形式电路图

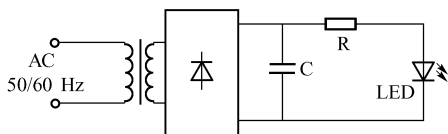


图 3-9 简单的 LED 驱动器的拓扑结构图

这种 LED 驱动器主要由电源隔离变压器, AC/DC 整流器和限流电阻组成, 变压器起到隔离和变压的作用, 而限流电阻的作用主要是控制 LED 电流, 限流电阻  $R$  应该比 LED 的正向等效电阻  $R_s$  要大, 这样才能克服 LED 电流随输入电压和环境温度等因素而产生的变化, 但是从效率角度, 却不应取得太大。

在实际运用中, 通常采用通过串并联形成的 LED 阵列, 这会使输出电流随输入电压和环境温度等因素而发生的变化更加显著, 并且阵列形式或 LED 个数变化, 限流电阻也应相应变化, 所以采用这种简单结构的 LED 驱动器一般只适合于驱动阵列形式固定的, 并且 LED 个数较少的 LED 阵列。

在飞利浦开发的另一个高档次的 LED 驱动器中, 引入了电压或电流反馈控制环节。设计中可以根据需要改变 LED 阵列形式和 LED 个数, 得到不同的输出功率。同时该驱动器也克服了因输入电压、环境温度等因素引起 LED 灯光的颜色易变等弊端, 功率因数达到 0.9 以上, THD 可做到 20% 以下, 寿命可达到 50 000 h 以上, 同时还可完成从 1% ~ 100% 的调光功能, 并且此驱动器还具备过压和过流保护功能。其结构框图如图 3-10 所示。

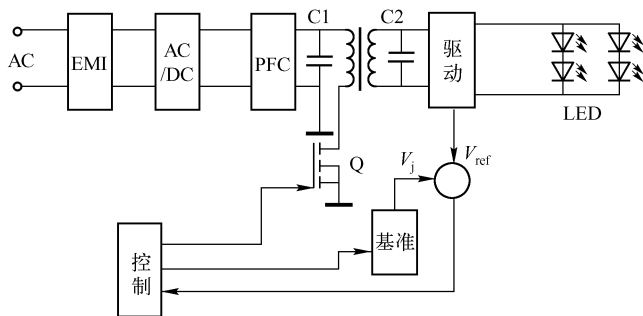


图 3-10 LED 驱动器结构框图



LED 驱动电路主体结构采用 Flyback 拓扑结构, MOSFET 的通断由控制 IC 控制。这种结构在完成向 LED 提供直流电压的同时, 不仅实现了功率因数的校正, 也完成了 LED 与电源的隔离。

LED 驱动器的另一个任务是使 LED 的电流能够在各种因素的影响下都能控制在预先设计的水平上。电路将一个基准电压或电流信号  $S_{ref}$  与 LED 电压或电流信号  $S_{load}$  送入信号控制单元中进行比较, 误差信号经处理后送回初级控制 IC 中进行处理, 当 LED 电流因各种因素而产生变化时, 初级控制 IC 可以通过控制开关使 LED 电流回到初始设计值上。



## 3.2 白光 HI-LED 驱动电路

### 3.2.1 白光 HI-LED

#### 1. HI-LED 的特点

HI-LED 是一种半导体器件, 只允许电流按一个方向流动。它是由两种半导体材料结合后所形成的 PN 结构。HI-LED 与标准 LED 的差别在于它的输出功率。传统 LED 的输出功率一般都限定在 50 mW 以内, 而 HI-LED 可达 1 ~ 5 W。HI-LED 具有如下优点:

① 寿命长。可靠耐用, 维护费用极为低廉, 可连续使用 10 万小时, 比普通白炽灯泡长 100 倍。

② 高发光效率。现在发光效率已经可以达到 50 lm/W, HI-LED 的光谱几乎全部集中于可见光频段, HI-LED 比节能灯要节能 1/4。

③ 色彩鲜艳。光色单纯, 以 12 英寸的红色交通信号灯为例, 它采用低光效的 140 W 白炽灯作为光源, 所产生的 2 000 lm 的白光经红色滤光片后, 光损失 90%, 只剩下 200 lm 的红光。而 Lumileds Lighting 公司采用 18 个红色 HI-LED 光源设计的灯中, 包括电路损失在内, 仅耗电 14 W, 即可产生同样的光效。

④ 点亮速度快。汽车信号灯是 LED 光源应用的一个重要领域, 由于 LED 响应速度快 (纳秒级), 在汽车上安装 HI-LED 刹车灯, 可以减少汽车追尾事故的发生。近年来 HI-LED 已经在汽车的近光灯中得到了应用, 例如, 德国奥迪公司的奥迪 A8 6.0, 意大利 Fioravanti 公司在 2003 年日内瓦车展上推出的概念车 Yak, 美国福特公司不久前在底特律车展上推出的 Model U 都开始将 HI-LED 用于前照灯的设计中。

尽管 HI-LED 具有许多优点, 但目前仍存在下述缺点:

① 功率低。市面上的单体 HI-LED 功率一般在 5 W 以下, 还没有出现更大功率的 HI-LED, 这是目前 LED 难以成为照明首选的最大瓶颈。

② 需要严格控制温度。LED 是一种半导体材料, 与普通二极管一样具有 PN 结, 由于 HI-LED 的功率相对比较大, 所以与功率半导体器件相同, 需要考虑散热问题, 结温过高会直接影响 LED 的寿命, 并且会增大 LED 的光衰, 情况严重的会将 LED 烧坏。

③ 价格高。除了功率低, 价格是 LED 难以成为照明的主要因素, 虽然 LED 目前已被大多数人认识, 也被多数人看好, 但其高昂的价格难以被消费者接受。目前单体黄色 LED 大

约0.6 元/个，单体绿色与蓝色 LED 在 1.8 元/个左右，白光 LED 的价格达到了 2.2 ～ 5.5 元/个。如果将几十个单体 LED 组合，其成本将大大增加，如把一个 LED 安装在草坪灯里，其单价就相当于一盏草坪灯的几倍，LED 要成为未来照明的主流光源，就一定要朝着大流明方向发展，成本才有可能降低，市场才有可能突破。

## 2. HI-LED 的特性

HPWA-xH00 是 Lumileds Lighting 公司的一种 HI-LED，图 3-11 为正向压降（ $V_F$ ）和正向电流（ $I_F$ ）的关系曲线。由曲线可知，当正向电压超过某个阈值（约 2 V），即通常所说的导通电压之后，可近似认为， $I_F$  与  $V_F$  成正比。表 3-1 是当前主要 HI-LED 的电气特性。由表 3-1 可知，当前 HI-LED 的最高  $I_F$  可达 1 A，而  $V_F$  通常为 3 ～ 4 V。

由于 LED 的光特性通常都描述为电流的函数，而不是电压的函数，光通量（ $\Phi_v$ ）与  $I_F$  的关系曲线如图 3-12 所示。因此，采用恒流源驱动可以更好地控制亮度。此外，由表 3-1 可知，LED 的正向压降变化范围比较大（最大可达 1 V 以上），而由图 3-11 中的  $V_F - I_F$  曲线可知， $V_F$  的微小变化会引起较大的  $I_F$  变化，从而引起亮度的较大变化。所以，采用恒压源驱动不能保证 LED 亮度的一致性，并且影响 LED 的可靠性、寿命和光衰。因此，HI-LED 通常采用恒流源驱动。

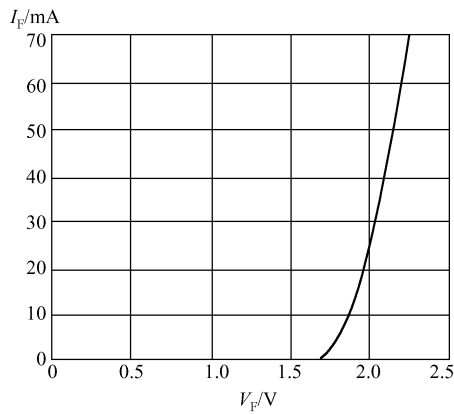


图 3-11 HPWA-xH00 LED 正向压降（ $V_F$ ）和正向电流（ $I_F$ ）的关系曲线

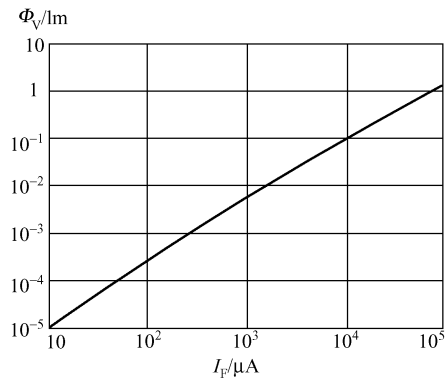


图 3-12 HPWA-xH00 LED 光通量（ $\Phi_v$ ）与  $I_F$  的关系曲线

表 3-1 HI-LED 的电气特性

生 产 厂	型 号	$I_F/\text{mA}$	$V_F/\text{V}$		
			最 小	工 作	最 大
NICHIA 日亚化工	NCCU001	500		4.0	4.5
	NCCW023	300		3.8	4.3
Lumileds Lighting	Luxeon	350（500 峰值）	2.79	3.42	3.99
	Luxeon III	1 000	3.03	3.7/700 mA 3.9/1 000 mA	4.47
	Luxeon V	700（1 000 峰值）	5.43	6.84	8.31

续表

生产厂	型号	$I_F/\text{mA}$	$V_F/\text{V}$		
			最小	工作	最大
OSRAM	LYG67B	140	1.9	3.2	2.5
欧司郎	LAW57B	400	2.1.8	4.2.2	2.6

图3-13所示为HPWA-xH00 LED的温度与光通量( $\Phi_V$ )的关系曲线,由图3-13可知光通量与温度成反比,85℃时的光通量是25℃时的一半,而-40℃时的光通量是25℃时的1.8倍。温度的变化对LED的波长也有一定的影响,因此,良好的散热是LED保持恒定亮度的保证。

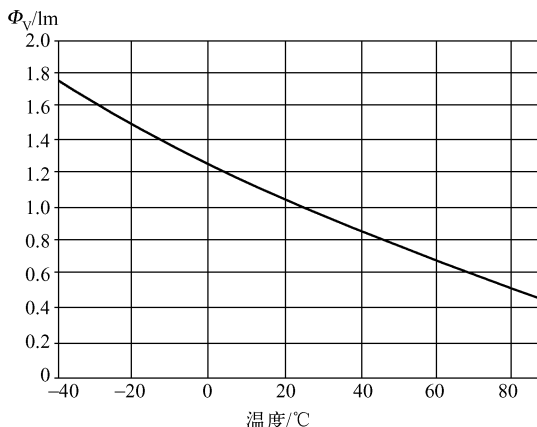


图3-13 HPWA-xH00 LED的温度与光通量( $\Phi_V$ )的关系曲线( $I_F = 60\text{ mA}$ )

### 3.2.2 HI-LED驱动器具备的要素

LED灯饰分为室内和室外两种,由于室内LED灯饰所应用的电源环境有AC/DC和DC/DC变换器两种方式,所以驱动芯片的选择也要从这两方面考虑。目前LED均采用直流驱动,因此在市电与LED之间需要加一个电源适配器,即LED驱动电源。它的功能是把交流市电转换成适合LED的直流电。根据电网的用电规则和LED的驱动特性要求,选择和设计LED驱动电源。

#### 1. 驱动器需要适合HI-LED的工作特性

HI-LED是低电压、大电流的驱动器件,当LED电压变化很小时,电流变化很大。其LED的发光强度由流过LED的电流决定,电流过强会引起LED的寿命衰减,电流过弱会影响LED的发光强度。因此,LED的驱动需要提供恒流电源,以保证HI-LED使用的安全性,同时达到理想的发光强度。

G220C600系列LED驱动器提供的是一个脉冲的恒电流电源,其电流脉冲的频率和占空比可以调整,该驱动器提供的恒定电流充分可控。由于采用脉冲供电,LED处于间歇工作的状况,LED灯体的温升比较慢,延长了HI-LED的使用寿命。另外,该驱动器是高频工作,充分利用了LED内荧光粉的余辉效应,不但不会有光的闪烁现象,还进一步提高了HI-LED的发光效率。所以,与同类的驱动器相比,G220C600系列的驱动器将会提高HI-LED的光通量。



## 2. LED 驱动器具备高可靠性

LED 的寿命很长,但目前总体 LED 驱动器的可靠性低,使 LED 在照明领域不能得以更广泛地推广应用。LED 驱动只占 LED 照明系统成本的很小部分,但它关系到整个系统性能的可靠性。就目前 LED 在照明领域的推广应用而言,应根据照明应用的特殊要求,开发更多功能、更可靠的 LED 驱动器,在照明领域应用的 LED 驱动器除了常规的保护功能外,应在恒流输出中增加 LED 温度负反馈,防止 LED 温度过高。图 3-14 是 Cree 公司 XL7090 LED 的温度与电流曲线图,由图 3-14 可知,在 HI-LED 应用中,LED 能承受的电流与温度有一定的关系。所以在 LED 驱动器设计时,要设有过温保护电路。

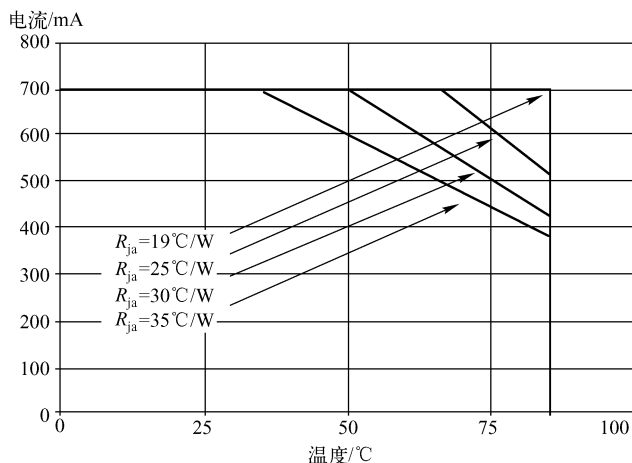


图 3-14 Cree 公司 XL7090 LED 的温度与电流曲线图

LED 抗浪涌的能力是比较差的,特别是抗反向电压能力。加强这方面的保护也很重要。有些 LED 灯具装在户外,如 LED 路灯。由于电网负载的启用和雷击感应,从电网系统会侵入各种浪涌,有些浪涌会导致 LED 的损坏。因此,LED 驱动器要有抑制浪涌的侵入、保护 LED 不被损坏的能力。在实际应用中,电网的浪涌电压是随机存在的。尤其在雷雨季节,雷电的浪涌电压会通过电线传导,在设计 LED 驱动器及 LED 灯具时,要在整个产品上加上浪涌抑制器,以在浪涌发生时保护 LED 驱动器及 LED 灯具。

LED 是低电压的产品,而整个灯具又是高压的,在设计中要考虑对人体的安全性,高压和低压电路需要有效地隔离,以符合整个产品的安全性。外安装型灯具的电源结构要防水、防潮,外壳要耐晒。

## 3. 高功率因数

功率因数是加在负载上的电压和电流波形之间的相角差余弦(若电压波形与电流波形的相角差为  $\varphi$ ,则  $\cos\varphi$  便是电源的功率因数)。当加在负载上的电压和电流波形相角一致时(即相角差  $\varphi=0$ ),则功率因数  $\cos\varphi=1$  是理想的情况;当加在负载上的电压和电流波形相角差为  $90^{\circ}$  时(即  $\varphi=90^{\circ}$ ),则功率因数等于零(处于最小值);通常,电源的功率因数处于  $0\sim 1$  之间,即  $0\leq\cos\varphi\leq 1$ ,可用百分数表示。



加在负载上的电压和电流波形之间存在相角差导致的不良结果之一是供电效率降低,之二是产生过多的高次谐波。大量的高次谐波反馈到电网,造成电网被高次谐波污染。功率因数是电网对负载的要求。一般70W以下的用电器,没有强制性指标。虽然功率不大的单个用电器功率因数低一点对电网的影响不大,但同类负载太集中时,会对电网产生较严重的污染。

随着节能理念深入人心,HI-LED的发展日趋成熟,“功率因数”的指标也被LED电源驱动行业提上议题,交流系统里实际功率等于视在功率乘以功率因数。目前,基本上所有的电源都有功率因数的指标,所以在LED驱动器的设计中,必须满足标准对功率因数指标的要求。

#### 4. 高效率

由RC构成的LED驱动电路,驱动1W的LED需要9.6W的输入功率。从这个数据可知,整个的效率才10%左右。而第三代LED驱动IC产品,在220V工作条件下,输入电流仅为11mA,驱动Cree公司的XL7090 LED,输出电流为600mA,电压为3.3V,整个输入功率为2.42W,输出功率为1.98W,功率因数为0.9999,整个电源的效率达到81%左右。

#### 5. 长寿命

LED在一定的条件下,寿命可达10万小时。而整个LED灯具如果要有如此长时间,那整个电源的结构要改变。传统电源在输入端都有高压电解电容,好的高压电容最长寿命不到10000h,正常为4000~6000h。在LED照明领域如果考虑传统的电源方式,显然它的寿命会很短,在设计时采用金属电容,因为金属电容中无电解液,整个电容寿命达50000h,通过这个改变,新一代LED驱动器至少能达到30000h。从而符合整个LED灯具的需求。

恒流驱动LED的温度上升比脉冲驱动的要快一些,在相同电流下,脉冲需要的LED灯体散热结构会小一些,进一步减小了LED照明成本的压力。LED驱动器的设计要满足LED的特性及相关节能的指标。由于受到LED功率水平的限制,通常需同时驱动多个LED以满足亮度需求,因此,在设计中需要考虑均流和保护问题。

### 3.2.3 白光HI-LED驱动电路

从系统设计的观点而言,驱动白光HI-LED有三个主要相关问题:

- ① 提供一个有效供电源;
- ② 调节白光HI-LED电流;
- ③ 当灯光关闭时,确保白光HI-LED完全从电源端切断。

白光HI-LED工作的正向电压为3.4V,典型的正向电流为350mA。较高的白光HI-LED正向电流(Flash模式,500~700mA)导致较高的正向电压,较低的正向电流(Torch或Video模式,100~350mA)则产生较低的正向电压。而正向电压也会随温度呈反相变化,白光HI-LED的正向电压会随着温度的上升产生数百毫伏的漂移。因此,有效的供电是保证白光HI-LED正常工作的前提,因为白光HI-LED的正向电压将依据工作状况而变化。



## 1. 电阻限流驱动 LED 电路

图 3-15 所示的电阻限流驱动 LED 电路是最简单的 LED 驱动电路, 限流电阻按式 (3-1) 计算:

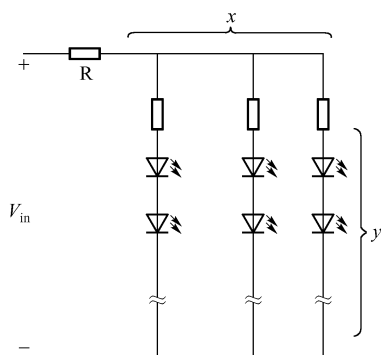


图 3-15 电阻限流驱动 LED 电路

$$R = \frac{V_{in} - yV_F - V_D}{xI_F} \quad (3-1)$$

式中,  $V_{in}$  为电路的输入电压;  $V_F$  为 LED 的正向压降;  $I_F$  为 LED 的正向电流;  $V_D$  为防接反二极管的压降 (可选);  $y$  为每串 LED 的数目;  $x$  为并联 LED 的串数。由图 3-15 可得 LED 的线性化数学模型为:

$$V_F = V_0 + R_S I_F \quad (3-2)$$

式中,  $V_0$  为单个 LED 的开通压降;  $R_S$  为单个 LED 的线性化等效串联电阻。

则式 (3-1) 限流电阻的计算式可写为:

$$R = \frac{V_{in} - yV_F - V_D}{xI_F} - \frac{y}{x} R_S \quad (3-3)$$

当电阻选定后, 电阻限流电路的  $I_F$  与  $V_F$  的关系为:

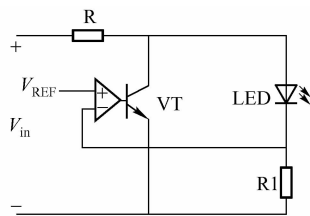
$$I_F = \frac{V_{in} - yV_0 - V_D}{xR + yR_S} \quad (3-4)$$

由式 (3-4) 可知在输入电压波动时, 通过 LED 的电流也会跟随变化, 因此调节性能差。另外, 由于电阻  $R$  的接入损失的功率为  $x \times R \times I_F^2$ , 因此电路的效率低。

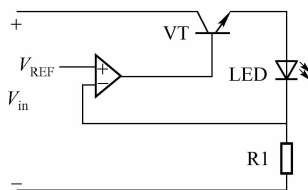
## 2. 线性调节器

线性调节器的核心是利用工作于线性区的功率三极管或 MOSFET 作为一动态可调电阻来控制负载。线性调节器有并联型和串联型两种。图 3-16 (a) 所示为并联型线性调节器, 又称为分流调节器 (图中仅画出了一个 LED, 实际上负载可以是多个 LED 串联), 它与 LED 并联, 当输入电压增大或者 LED 减少时, 通过分流调节器的电流将会增大, 这将会增大限流电阻上的压降, 以使通过 LED 的电流保持恒定。

由于分流调节器需要串联一个电阻, 所以效率不高, 并且在输入电压变化范围比较宽的情况下很难做到恒定地调节。图 3-16 (b) 所示为串联型线性调节器, 当输入电压增大时, 调节动态电阻, 以保持 LED 上的电压 (电流) 恒定。



(a) 并联型线性调节器



(b) 串联型线性调节器

图 3-16 线性调节器电路



由于功率三极管或 MOSFET 都有一个饱和导通电压, 因此, 输入的最小电压必须大于该饱和电压与负载电压之和, 电路才能正确工作。

### 3. 开关调节器

上述驱动技术不但受输入电压范围的限制, 而且效率低。在用于低功率的普通 LED 驱动时, 由于电流只有几毫安, 因此损耗不明显, 当驱动电流有几百毫安甚至更高的 HI-LED 时, 功率电路的损耗就成了比较严重的问题。开关电源是目前能量变换中效率最高的, 可以达到 90% 以上。开关电源的调节方式有: PFM、PWM、charge pump、FPWM、PFM/PWM、pulse-skip PWM、Digital PWM。其中常见的有 PFM、PWM、charge pump 及 PFM/PWM。

① PFM 是通过调节脉冲频率 (即开关管的工作频率) 的方法实现稳压输出的技术。它的脉冲宽度固定而内部振荡频率是变化的, 所以滤波较 PWM 困难。并且 PFM 受限于输出功率, 只能提供较小的电流。因而在输出功率要求低、静态功耗较低场合可采用 PFM 方式控制。

② PWM 的原理就是在输入电压、内部参数及外接负载变化的情况下, 控制电路通过被控制信号与基准信号的差值进行闭环反馈, 调节集成电路内部开关器件的导通脉冲宽度, 使得输出电压或电流等被控制信号稳定。PWM 的开关频率一般为恒定值, 所以比较容易滤波。但是 PWM 由于误差放大器的影响, 回路增益及响应速度受到限制, 尤其是回路增益低, 很难用于 LED 恒流驱动, 尽管目前很多产品都应用这种方案, 但普遍存在恒流问题。在要求输出功率较大而输出噪声较低的场合可采用 PWM 方式控制。

③ 电荷泵 (charge pump) 解决方案是利用分立电容将电源从输入端送至输出端, 整个过程不需要使用任何电感。电荷泵主要缺点是只能提供有限的电压输出范围 (输出一般不会超过 2 倍输入电压), 原因是当多级电荷泵级联时, 其效率下降很明显。用电荷泵驱动一个以上的白光 LED 时, 必须采用并联驱动的方式, 因而只适用于输入、输出电压相差不大的场合。

④ 采用 Digital PWM (数字脉宽调制) 通过对独立数字控制环路和相位的数字化管理, 实现对 DC/DC 负载点电源转换进行监测、控制与管理, 以提供稳定的电源, 减小传统供电模组的电压波动造成系统的不稳定性, 而且 Digital PWM 并不需要采用传统的液态电容用做储能及滤波。Digital PWM 数字控制技术, 能够使得 MOSFET 运行在更高的频率下, 有效地缓解了电容所受到的压力。Digital PWM 适用于大电流密度, 其响应速度很快, 但回路增益仍受到限制, 目前成本相对较高。因此, 其在 LED 恒流驱动上的应用仍需进一步研究。

⑤ FPWM (强制的脉宽调制) 是一种以恒流输出为基础的控制方式, 它的工作原理是无论输出负载如何变化总是以一种固定频率工作, 高侧 FET 在一个时钟周期打开, 使电流流过电感, 电感电流上升产生通过感抗的电压降, 这个压降通过电流检测放大器放大, 来自电流检测放大器的电压被加到 PWM 比较器输入端, 和误差放大器的控制端做比较, 一旦电流检测信号达到控制电压, PWM 比较器就会重新启动高侧 FET 开关的逻辑驱动电路, 低侧的 FET 会在延迟一段时间后打开。在轻负载下工作时, 为了维持固定频率, 电感电流必须按照反方向流过低侧的 FET。FPWM 技术驱动芯片目前只有 MAXIM 和 National Semiconductor 公司生产。

Buck、Boost 和 Buck-Boost 等功率变换器都可以用于 LED 的驱动, 只是为了满足 LED 的恒流驱动, 采用检测输出电流而不是检测输出电压进行反馈控制。

图 3-17 (a) 为采用 Buck 变换器的 LED 驱动器, 与传统的 Buck 变换器不同, 开关管 S 移到电感 L 的后面, 使得 S 源极接地, 而续流二极管 VD 与该串联电路反并联, 该驱动器不但简单而且不需要输出滤波电容, 降低了成本。但是, Buck 变换器是降压变换器, 不适合用于输入电压低或者多个 LED 串联的场合。

图 3-17 (b) 为采用 Boost 变换器的 LED 驱动器, 通过电感储能将输出电压升至比输入电压更高的期望值, 实现在低输入电压下对 LED 的驱动。

图 3-17 (c) 为采用 Buck-Boost 变换器的 LED 驱动器。与 Buck 电路相似, 该电路开关管 S 的源极可以直接接地。Boost 和 Buck-Boost 变换器虽然比 Buck 变换器多一个电容, 但是它们都可以提升输出电压的绝对值。因此, 在输入电压低, 并且需要驱动多个 LED 时应用较多。

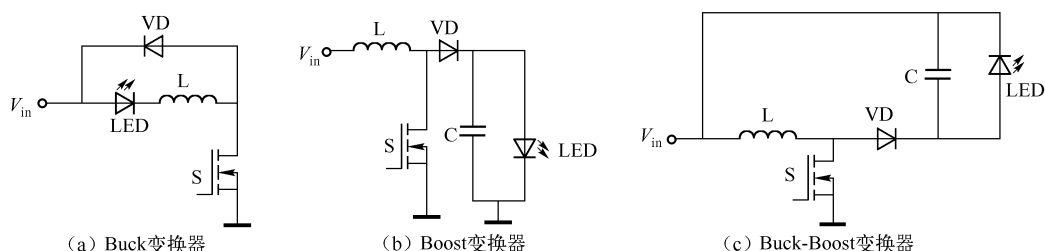


图 3-17 开关式 LED 驱动器

最常见驱动白光 HI-LED 的解决方案是利用一个传统升压 DC/DC 变换器, 搭配一个从 FB 脚至 GND 的电阻器以调节白光 HI-LED 电流。以此方式, 升压变换器的输出会连接至白光 HI-LED 正极, 而白光 HI-LED 电流则由阴极经 FB 电阻器流至接地端。其输出电压会一直上升直到白光 HI-LED 电流达到 FB 电阻器的设定值, 即直到跨在 FB 电阻器两端的电压降到 FB 给定电压。虽然此方式提供了精确的电流调节, 但也有很多缺点, 最严重的是效率不佳, 但在短时间 Flash 的应用场合中, 高效率并不是主要的, 而 Torch 或 Video 模式的效率将因长时间工作而成为关键, 升压变换器效能 Torch 模式状态下是最低的。

对于一个升压式的电路结构而言, 输入电流将大于或等于输出电流, 因为白光 HI-LED 正向电压通常低于电源 (电池) 电压, 即使在最佳情况下。相对于一个降压式或全桥式电路而言, 升压式电路效率是不佳的。此外, 由于升压变换器无法控制输出电压低于输入电压  $V_{in}$ , 一个相对高的 FB 电压因而成为必需, 以确保调节器永远为升压, 以高  $V_{in}$  及低  $V_{LED}$  状态调节白光 HI-LED 电流。对于高  $V_{FB}$  的需求降低了效率, 因为  $I_{LED} \times V_{FB}$  代表额外的功率损失。在多数白光 HI-LED 应用中, 60% ~ 70% 范围内的  $P_{LED}/P_{in}$  效率为一般升压式电路的典型值。

如果使用两个或多个并联的白光 HI-LED, 若不能实现精确的电流匹配, 两个白光 HI-LED 之间的发光效率和光亮度将产生较大的差异, 解决的方法是将白光 HI-LED 串联连接, 因此需要升压变换器的输出电压满足两个白光 HI-LED 正向电压的要求。如果两个白光 HI-LED 必须并联连接, 应为每个白光 HI-LED 设计独立的电流控制电路, 此电流控制电路应尽

可能地将跨在电流检测电阻上的电压控制到最小。白光 HI-LED 驱动器还应设有白光 HI-LED 切断连接功能, 在白光 HI-LED 回路中串联一个开关, 在关机时此开关同时关断, 以保证没有电流流经白光 HI-LED。

### 3.2.4 白光 HI-LED 驱动电路设计

#### 1. 驱动电路拓扑

设计白光 HI-LED 驱动器面临的挑战是构造一个控制良好的、可编程的、稳定的电流源, 而且还有较高的效率。

① 使用串联电阻器 (线性法)。调节电流是最简单的方式, 如图 3-18 (a) 所示。其优点在于成本低、实施简单, 而且不会由于开关而产生噪声。这种拓扑的主要缺点是: 电阻器上的功率损耗导致系统效率降低, 并且不能控制白光 HI-LED 的亮度。此外, 这种方案需要用稳压源来得到恒定的电流。例如, 假设  $V_{DD}$  为 5 V, 而白光 HI-LED 的  $V_F$  为 3.0 V, 那么如果需要产生 350 mA 的恒定电流, 根据  $R = V/I$ , 此时  $R = (5 - 3.0) \text{ V} / 350 \text{ mA} = 5.7 \Omega$ , 电阻  $R$  将消耗的功率为  $R \times I^2$ , 即 0.7 W (几乎相当于白光 HI-LED 的功率), 因此总体效率就不可避免地低于 50%。

实际上白光 HI-LED 的正向电压  $V_F$  会随着温度的变化而变化, 使得电流也发生变化。采用较高的  $V_{DD}$  可以将由  $V_F$  引起的总体电流变动降至最低, 但是会在电阻器上产生巨大损耗, 从而进一步降低效率。

白光 HI-LED 需要以其标称电流来驱动, 可以用可编程的占空比来控制白光 HI-LED 的电流, 从而实现对白光 HI-LED 亮度的控制, 可控制白光 HI-LED 亮度的电路如图 3-18 (b) 所示。

② 采用线性电流源加上一个晶体管和一个运算放大器, 可以把电流非常精确地设置为 350 mA, 但仍存在电路总体效率低和电阻  $R$  的功率损耗问题。

③ 采用低端开关 (开关模式法)。电路如图 3-18 (c) 所示, 电感  $L$  上的电流在开关导通时上升, 在开关关断时下降, 可以调节流经白光 HI-LED 的电流。同任何感性负载一样, 当开关关断时, 需要为电流提供一条通路。这可以通过图 3-18 (d) 中的续流二极管来实现, 图 3-18 (d) 中用 N 通道 MOSFET 来代替开关, 并且加上电阻  $R$  用以检测流经白光 HI-LED 的电流。

当电流降低至低电流阈值 (如 300 mA) 时, 开关将导通, 而当电流升高至高电流阈值 (如 400 mA) 时, 开关将关断。

导通 MOSFET 只需在其门极上加 5 V 电压, 这可以由微控制器的一个输出口直接提供。而且, 这种拓扑不再需要恒定的  $V_{DD}$  电压, 即使输入电压在波动, 也能稳定地调节白光 HI-LED 电流。

电流检测电阻  $R$  必须位于电路的“高端”部分。如果把它连到 MOSFET 的源极, 就只

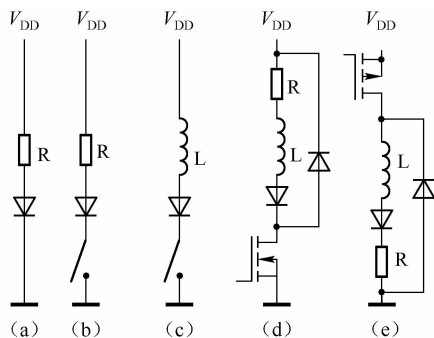


图 3-18 LED 驱动器拓扑

能测得开关导通时白光 HI-LED 上电流, 而不能用来调节另一个阈值了, 如图 3-19 所示。

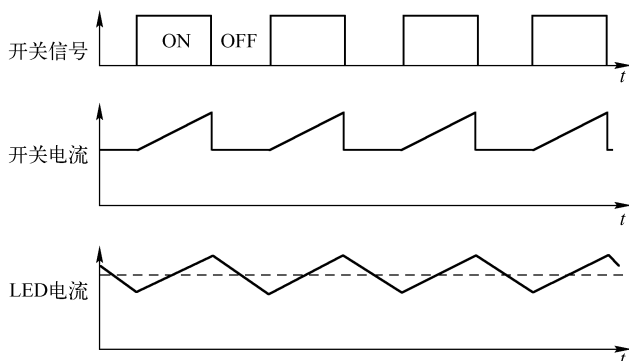


图 3-19 LED 和开关电流

这种拓扑类似于升压变换器的前端, 具有使用 N 通道、低成本 MOSFET 的优势, 但需要在电阻 R 两端进行电压差分测量, 以获取流经白光 HI-LED 的电流。电路中的开关实际上提供了两种功能: 首先使得在电感器上产生可调节的电流; 其次允许调节 LED 的光亮度。

④ 采用高端开关。高端开关电路与低端开关电路的差别仅是负载和晶体管交换位置, 图 3-18 (e) 所示的电路中开关位于“高端”, 并将 MOSFET 从 N 通道更换为 P 通道。因 N 通道 MOSFET 要求  $V_{GS} > 5V$ , 在图 3-18 (e) 所示的电路中, N 通道的源极电压会不断变化, 而且经常在 3V 以上, 所以在门极上至少需要 8V 的电压。这就需要有一个类似充电泵的门驱动电路, 使得整个电路变得复杂。如果采用一个 P 通道 MOSFET, 而且可以直接从微控制器的输出端为它提供  $-5V$  的  $V_{GS}$ , 那么电路就简单多了, 这种拓扑类似于降压变换器的前端。该电路主要的优点是能直接在电阻 R 的两端进行电流检测, 因此不再需要差分检测的方法。

## 2. 亮度调节技术

有很多技术都可以对白光 HI-LED 进行亮度调节, 而平均亮度都是通过以非常快的速度 (避免闪烁) 完全点亮 (以其标称电流) 再关闭白光 HI-LED 获得的, 而且与白光 HI-LED 点亮时间的百分比成正比。

① 脉宽调制。这种技术采用周期为  $T$  的固定频率, 如图 3-20 所示。亮度的调节通过改变脉冲宽度来实现。图 3-20 显示了三种不同的亮度级别, 其占空比分别是 6%、50% 和 94%。

② 频率调制。频率调制技术采用固定宽度的控制脉冲, 如图 3-21 所示。脉冲 A 总是具有相同的宽度, 亮度由脉冲 A 的重复间隔来控制。

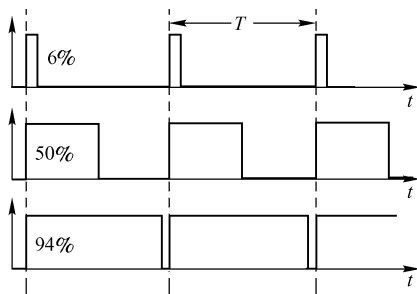


图 3-20 脉宽调制

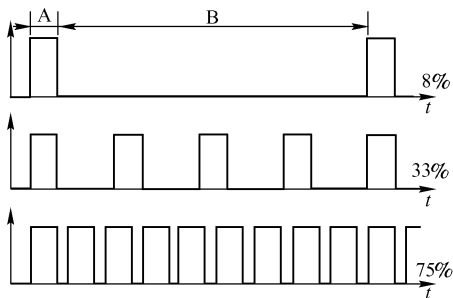


图 3-21 频率调制

③ 位角调制。位角调制技术基于一串包含发光强度的二进制脉冲列。脉冲列中的每一位都按其位值的比例延展。如果最低位  $b_0$  的持续时间为 1，那么  $b_1$  位的持续时间就为 2，相应地， $b_2 \sim b_7$  位的持续时间就分别为 4、8、16、32、64 和 128，如图 3-22 所示。

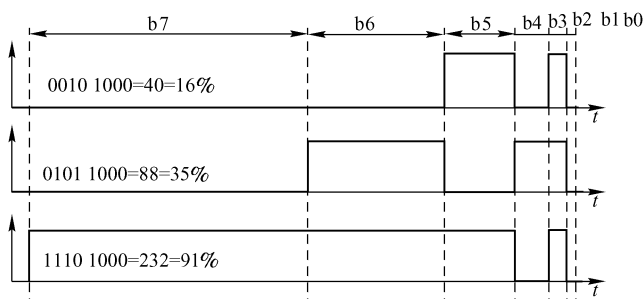


图 3-22 位角调制

应用中的关键参数就是开关速度，开关速度越慢，电感值越大，成本也就越高。大多数微控制器都可以在大约  $15\mu\text{s}$  内完成 A/D 转换。加上一些比较读数和内部阈值的指令，一个完整的开关周期为  $30 \sim 40\mu\text{s}$ ，再加上  $15\mu\text{s}$  的不确定时间。这个误差定义了基本设计电路的最小电感值。另一个方案就是任意设置导通和关断的持续时间，然后根据实际情况重新调节这些值，去尝试并达到两个电流阈值。这种间接方案允许采用更小、成本更低的电感器，但是准确度较差。

在 100% 的亮度上无须调制晶体管，对最低的亮度级别（如 1%）来说，需要将晶体管开启 1% 的时间。假设亮度调节必须在 100 Hz 或更高的频率上完成，以避免闪烁现象，则 PWM 频率必须是 10 kHz 或更高。但是肉眼在低亮度区间可以分辨出细微的变化，因此 100 级是远远不够的。如果需要 4 000 级（12 位分辨率），则 PWM 的频率必须达到 400 kHz 以上。

### 3.2.5 HI-LED 驱动器的优化设计

#### 1. 基于 MAX5033/5035 的白光 HI-LED 驱动器

HI-LED 是经过特殊处理的 PN 结半导体器件，正向偏置时可发出白光、红光、绿光或蓝光（也可能产生其他颜色光）。作为 PN 结它表现出类似于传统二极管的  $V-I$  特性，但具有较高的结压降。在正向电压未达到  $V_F$ （从红光 LED 的 2.5 V 到蓝光 LED 的 4.5 V）时，流过 HI-LED 的电流很小；一旦正向电压达到  $V_F$ ，电流将迅速上升（与传统二极管相同）。因此，必须采用限流措施限制电流的上升，以防 HI-LED 损坏。目前有三种基本的限流方式，它们的性能比较见表 3-2。

表 3-2 限流方式比较

限流方式	优点	缺点	功耗
电阻	价格低、只需一个器件	不能准确地控制电流；电流在某种程度上随电源电压变化；电阻上的功耗较大，必须据此确定电阻尺寸	2.8 W

续表

限流方式	优点	缺点	功耗
有源线性控制	准确控制 LED 电流；控制调光电流；可实现幅值和低频 PWM 调节；能实现 LED 特性的自动温度补偿	比电阻限流成本高；电源的功耗与电阻限流方案相同；可能需要散热器	2.8 W
开关调节控制	准确控制 LED 电流；可实现幅值和低频 PWM 调节；能实现 LED 特性的自动温度补偿；宽输入电压范围；基本上不需要散热器，可节省成本，降低装配复杂性；对于高输入电压和大工作电流，其他驱动方案会导致非常高的损耗，此模式则可保持高效工作	与电阻和线性控制方式相比，电路成本较高；需考虑 EMI；有源电路可能需要更多空间，但其他限流方式需要更大的散热器物理空间	<0.8 W

MAX5033 为易于使用、高效率、高压、降压型 DC/DC 变换器，工作于高达 76 V 的输入电压，空载时仅消耗 350  $\mu$ A 的静态电流。采用脉宽调制（PWM）方式，在重载时工作在固定的 125 kHz 开关频率，轻载时可自动切换到脉冲跳频模式，以达到低静态电流和高效率。MAX5033 包括内部频率补偿，简化了电路应用。器件内部采用低导通电阻、高电压 DMOS 晶体管，以获得高效率和降低整个系统成本。此器件包括欠压锁存、逐周期限流、间歇模式输出短路保护及热关断功能。

MAX5033 可提供高达 500 mA 的输出电流，提供外部关断模式，具有 10  $\mu$ A（典型）的关断电流。MAX5033A/B/C 型号分别提供固定的 3.3 V、5 V 及 12 V 输出电压；MAX5033D 提供 1.25 ~ 13.2 V 的可调输出电压。MAX5033 采用节省空间的 8 引脚 SO 或 8 引脚塑料 DIP 封装，工作在工业级（0 ~ +85  $^{\circ}$ C）温度范围内。

图 3-23 是采用固定频率、高集成度 PWM 开关变换器 MAX5035 驱动白光 HI-LED 的电路图，输出电流可达 1 A。该电路能够准确控制流过 LED（或几个串联白光 HI-LED，总电压为 12 V）的电流。MAX5035 的开关频率为 125 kHz，输入电压范围高达 76 V（需使用更高额定电压的输入电容和二极管）。此电路可以在较宽的输入电压范围内控制并保持恒定的白光 HI-LED 电流。表 3-3 给出该电路的设计参数。通过调节控制电压（0 ~ 3.9 V），能够在 LED-A 和 LED-K 端产生 0 ~ 350 mA 的输出电流。

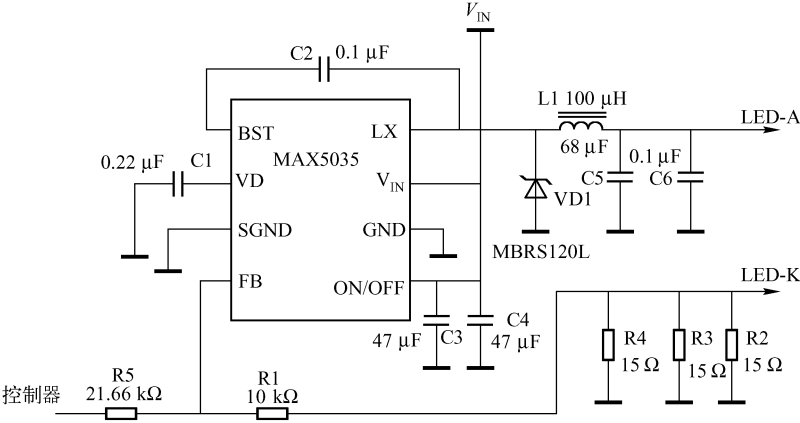


图 3-23 MAX5035 驱动白光 HI-LED 电路图

在图 3-23 所示电路中,白光 HI-LED 电流随控制电压变化的关系曲线如图 3-24 所示,电流测量值通过连接在 LED-A 端和 LED-K 端的电流表得到。图 3-23 所示电路在驱动一个、两个或三个 350 mA 串联白光 HI-LED 时,调节器效率与白光 HI-LED 电流的关系曲线如图 3-25 所示。

表 3-3 电路的设计参数

参 数	数 值
最小输入电压 (V)	7.5 (大多数单 LED)
最大输入电压 (V)	30 (受 VD1 和 C3、C4 限制)
最大输出电流 (mA)	350 ( $V_{\text{CONTROL}} = 0 \text{ V}$ )
最大输出电压 (V)	12 (由 MAX5035 内部限制, 输出电流 350 mA)
控制电压范围 ( $V_{\text{CONTROL}}$ , V)	3.9 (全部调暗) ~ 9 (满电流)

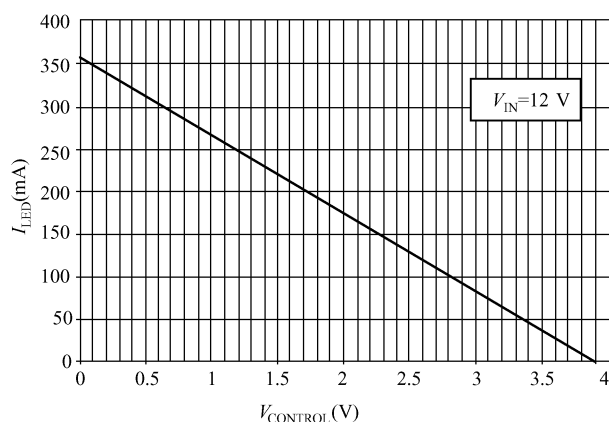


图 3-24 HI-LED 电流随控制电压变化的关系曲线

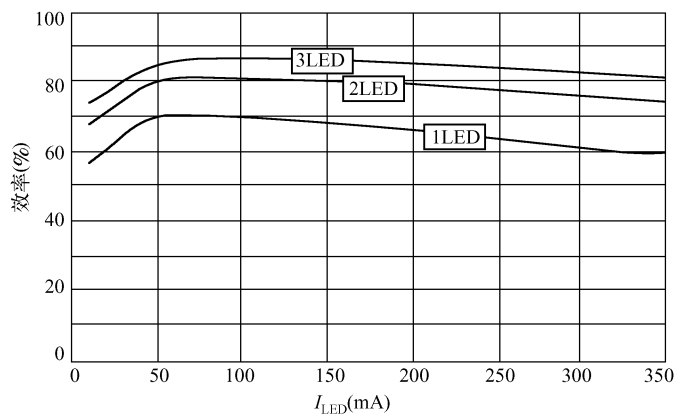


图 3-25 调节器效率与 HI-LED 电流的关系曲线

控制电压与三个并联检流电阻的电压共同作用到 MAX5035 的反馈 (FB) 引脚。MAX5035 的内部控制环路使 FB 引脚的电压保持在大约 1.22 V。因此,由于控制电压与电流



检测电压都必须保持在 1.22 V (由电阻 R1 和 R5 设置), 更高的控制电压将产生更小的电流。式(3-5)除了适用于本例外, 还可用来设计其他的输出电流和控制电压:

$$I_{\text{LED}} = \frac{V_{\text{REF}} \times (R_1 + R_5) - V_{\text{CONTROL}} \times R_1}{R_5 \times R_{\text{SENSE}}} \quad (3-5)$$

其中,  $V_{\text{REF}} = 1.22 \text{ V}$ ,  $R_{\text{SENSE}}$  是 R2、R3、R4 的并联电阻值 ( $= 5 \Omega$ )。

在许多情况下, 利用低频 (50 ~ 200 Hz) PWM 方式调节白光 HI-LED 电流非常方便, 三个串联白光 HI-LED 的总电压近似为 9.5 V。改用小的输出电容, 可以减小关断时的振荡幅度。虽然白光 HI-LED 在每个脉冲期间保持相同亮度, 肉眼能够察觉到短暂的亮度变化, 但是这种调节方法的优点在于光谱保持不变, 采用幅度调节时光谱会随着流过白光 HI-LED 电流的变化而改变。

采用 100Hz PWM 控制波形时, 白光 HI-LED 电流的脉冲波形如图 3-26 所示。一般来说, 低频 PWM 调光电路的效率比线性白光 HI-LED 调光电路更高。MAX5035、MAX5033 为恒流驱动白光 HI-LED 提供了一种高性价比方案, 该方案具有以下优势。

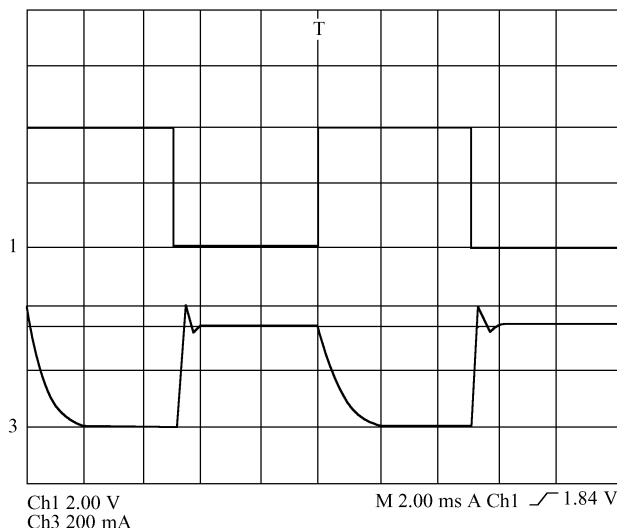


图 3-26 白光 HI-LED 电流的脉冲波形

- ① 高开关频率 (125 kHz) 允许选择小电感器件。
- ② 能够在宽输入电压范围内实现高转换效率。
- ③ 输出电压可达 12 V, 能够驱动三个串联的高亮度 LED。
- ④ 无须散热器。
- ⑤ 电压范围可扩展至 76 V, 适用于驱动汽车应用的高亮度 LED。
- ⑥ 可用于 24 V 信号标志灯和建筑照明。
- ⑦ 通过改变电流检测电阻 R2、R3 与 R4 的值, 输出电流可达到 1 A。
- ⑧ 内置开关功率 MOSFET, 简化设计。
- ⑨ 可通过控制输入引脚, 利用模拟电压幅度 (线性调光) 调节白光 HI-LED 的亮度。也可通过控制输入, 利用低频 PWM 信号调节亮度。

## 2. 宽输入电压 SEPIC 驱动大功率白光 HI-LED

目前白光 LED 的性能已有很大提升,与传统的照明光源相比,白光 HI-LED 具有很多优点,包括改进的光谱特性、更短的响应时间、更高的亮度、更强的耐久性、更长寿命及更小尺寸。

Lumileds 公司的 LuxeonV 系列白光 HI-LED 具有相当于标准白光 LED 50 倍的电流和至少 20 倍的光通量。当与一个高效简单的开关稳压器配合使用时,白光 HI-LED 在很多应用中的通用性和性能都是最好的。

图 3-27 所示电路在宽输入电压范围 ( $3.6 \sim 7\text{ V}$ ) 内为 LuxeonV 系列白光 HI-LED 提供  $700\text{ mA}$  的驱动电流,变换器的输出电压为  $6.8\text{ V}$ ,即 LXHL-LW6C 的正向电压。由于采用带有高效、 $3\text{ A}$  电流板载电源开关的散热增强型 LT3434EFE 器,可简化电路设计和布局。它还能给白光 LED 驱动器提供足够电流而不过热。U2 (采用 SOT-2 封装的 LT1783IS6 运算放大器) 将 LT3436EFE 从电流型、恒定输出的电压开关稳压器转换为检测电阻功率损失最小的电流型、恒流源变换器。

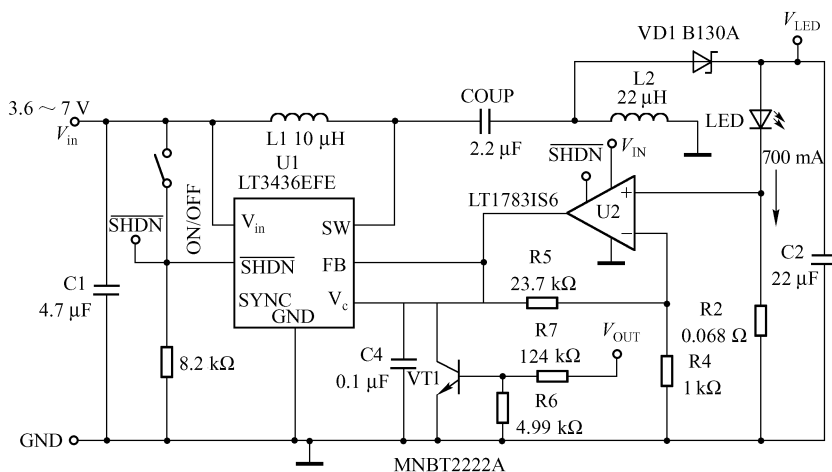


图 3-27 宽输入电压 SEPIC 驱动大功率白光 HI-LED 电路图

按住开关 (ON/OFF) 按钮点亮 LED,将关闭引脚连接至  $V_{in}$ 。松开开关 (ON/OFF) 按钮关闭 IC,以限制 IC 消耗电池功率。图 3-27 所示电路的优点是,在 IC 关闭期间的所有输出都断开。

如果白光 LED 在物理上与电路断开,则 R7、R6 和 VT1 将限制输出电压以免对 IC 造成任何损害。如果不希望进行低电压工作 (低于  $3.6\text{ V}$  的输入电压),可以通过将  $10\mu\text{H}$  电感器与  $22\mu\text{H}$  电感器相连接来减小 L2 的尺寸。当整体输入电流更高时,就需要更大的电感器,还需要纹波更小的电流以便将峰值开关电流限制在 IC 的最大额定电流  $3\text{ A}$  以下。

## 3. 基于 IRS2540 的白光 HI-LED 驱动器

国际整流器公司最近推出了 IRS2540 控制 IC,采用降压变换器结构设计,可在很宽的输入电压和输出负载条件下提供稳定的已调整电流源,适用于多种不需要隔离的应用,比如

电源已经隔离或类似交通信号灯的 HB-LED 被封装在 2 级外壳中。

Buck 电路结构只适用于输入电压高于输出电压的情况,比如大多数的标志牌、装饰和建筑应用场合。HB-LED 最常见的故障是短路,在串联工作方式下,当一个 LED 出现故障时,所有其他 LED 仍会正常工作。但在并联结构中,一个 LED 短路会导致所有其他 LED 熄灭。在图 3-28 所示的 LED 阵列中,一个 HB-LED 出现短路故障,与其成对的另一个 LED 将不再工作,而其他 LED 仍能正常发光。

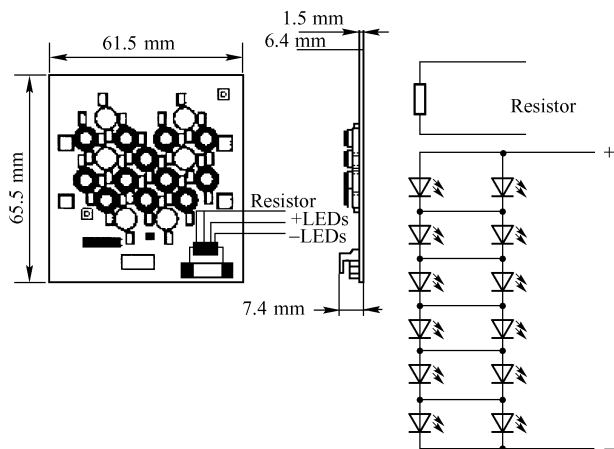


图 3-28 典型的 12 个 HB-LED 面板

基于 IRS2540 的 Buck 变换器采用独有的高侧驱动器,可连续监控负载电流,并通过时间延迟滞后控制法,精确地调节电流,如图 3-29 所示。

LED 能够从 DC 总线或直接从整流后的交流线上获得电能,因此整个系统显得非常简单灵活。无论 Buck 稳压器开关处于 ON 还是 OFF 状态,悬浮的高侧驱动器都可以确保 IRS2540 检测 LED 的电流,从而提供优势明显的平均电流控制功能。与此相反,其他系统只能在 ON 期间检测电流,且只能采用峰值电流控制。由于平均电流控制器不仅在 ON 期间,同时也可以 OFF 期间进行调节,从而能够在更宽的输入电压和负载范围上工作而不会超出设计极限,因其自身具有稳定调节的特点。简单的设计理念就能实现非常精确的电流控制,且自身具有稳定性,不需要复杂的电路设计。由于 LED 需要最小纹波的直流电流,因此无论是峰值电流模式控制还是平均电流模式控制,都采用在连续导通模式下工作的恒流驱动器。

在采用 IRS2540 设计 LED 驱动器时,必须注意限制硬切换过程中的应力,即包含在负载电流超过或低于基准电平的时间,以及 Buck 开关状态改变时间之间的延迟。这一延迟与负载电流 ( $I_{FB}$ ) 的  $di/dt$  相结合部分决定了系统运行时的频率与占空比,同时频率与占空比还进一步取决于 Buck 电感、输出电容值,以及变换器的输入、输出电压值。

由于输出电流恒定,且开路保护容易实现,因此这种结构本身就提供过载和短路保护。如果采用峰值电流控制并在连续模式下运行,由于次谐波振荡而存在运行不稳定的风险。采用斜坡补偿 (slope compensation) 可以解决这一问题,但目前市场上的某些 LED 控制器并不支持振荡器电容连接,因此很难实施。另外,斜坡补偿也会引起被检测电流与实际 LED 电流之间的误差。

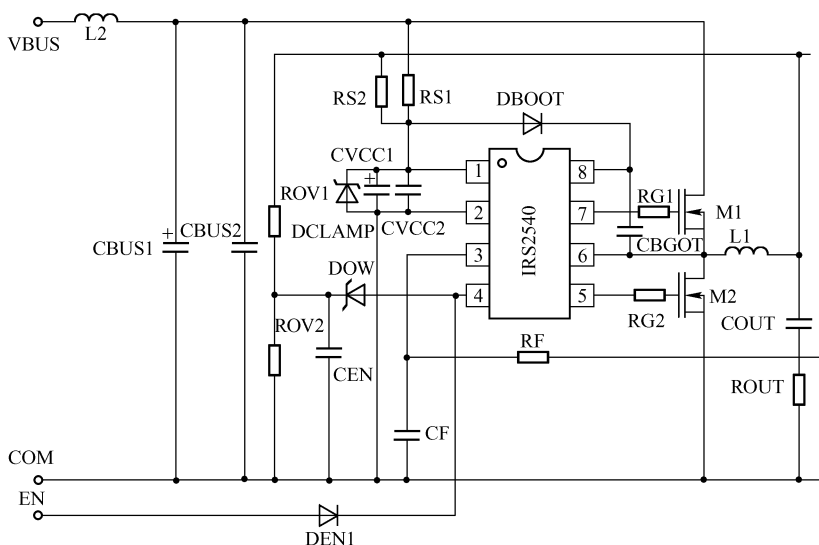


图 3-29 IRS2540 驱动 LED 电路图

若采用固定 OFF 时间（而不是固定频率）的工作方式来解决这一问题。虽然可以缓解次谐波振荡问题，且占空比也大于 50%。但是，为了增加占空比必须降低频率，从而导致频率在占空比范围内的大幅波动。对一个 50% 占空比、100 kHz 频率、固定 OFF 时间的系统，90% 占空比时频率必须为 20 kHz，而 10% 占空比时频率为 180 kHz。

由于 ON 和 OFF 时间都可以独立变化，从而占空比的变化对频率几乎没有影响，因此 IRS2540 不存在上述限制。若从滤波器简单性考虑，固定频率系统较基于 IRS2540 的可变频率系统具有电磁兼容性（EMC）优势。这种观点建立在固定频率电路的滤波器设计比可变频率系统简单的基础上，如果系统需要频率变动达到一定的数量级，系统对滤波器的要求会相应更高。

很多应用领域都需要调光功能，采用主色调不同的 LED 相互组合，通过调节各种颜色的强度产生所有光谱色，从而为显示、标识和气氛照明产生各种不同效果。基于 IRS2540 的 Buck 稳压器能够在脉宽调制（PWM）控制信号逻辑电平的全范围内做调节。PWM 信号频率相对较低，可用于切换 LED 驱动电流的开、关，并通过占空比在不改变发光颜色的情况下改变发光强度。

PWM 调光控制信号如图 3-30 所示。高频 Buck 转换振荡器在“突发模式”下运行，以调节 LED 的平均电流。信号频率不会过低而产生闪烁，同时简化了与基于微控制器的调光控制电路的连接。

通过使用 DMX512 协议等数字控制，在各个角度都可以显现出生动变化的照明效果。无论灯具是嵌在台面、天花板还是墙面，灯具尺寸都不再决定照明角度。

#### 4. 基于 LinkSwitch-TN 的白光 HI-LED 驱动器

高效电源是成功开发白炽灯替换方案的必要因素，但首先会面临散热问题。例如，效率为 70% 的电源会将 30% 的电能为热能，除非将热量散发出去，否则灯具温度的陆续上升将会大幅降低 LED 和电源的使用寿命。优化电效率的简单方法是尽量提高电压和降低电

流。为实现这个目标,需要串联连接 LED,并使用 70 V/135 mA 的降压式电源,如图 3-31 所示。此设计大约需要 20 个 LED。如果使用大量的低电流 LED 而不是少量的高电流器件,将改善光在所有方向上的传播效果,并使任何一个 LED 的功率消耗保持在较低的可控水平,从而降低灯具的温升,以延长灯具的使用寿命并提高发光效率。

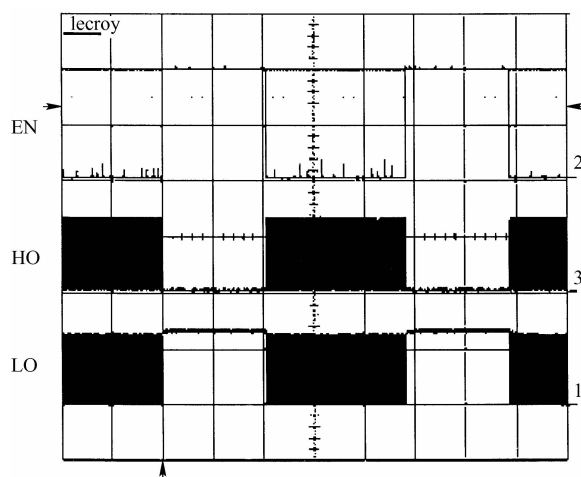


图 3-30 PWM 调光控制信号

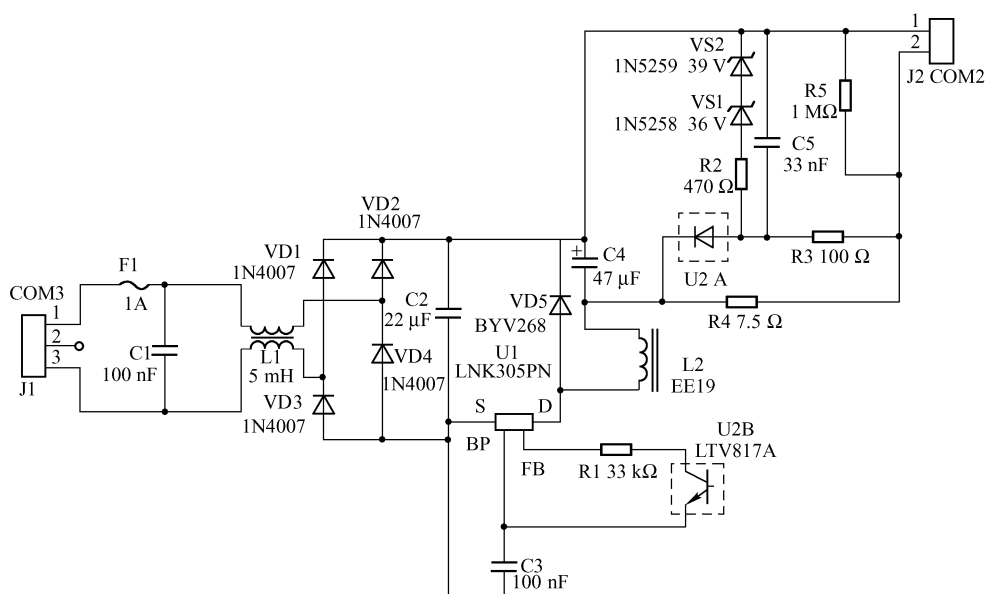


图 3-31 驱动 LED 阵列的 70 V、9 W 恒流降压式转换器电路图

为一串额定电流为 300 mA 的三个 HB-LED (相当于 10 W 的标准白炽灯) 供电。在正常工作情况下,输出电压被串联 LED 的正向压降钳位在约 9.5 V DC,但该电路必须达到 12 V DC,以便为二极管的性能变化留出余地。其拓扑结构为开关式恒流离线式降压稳压器,能够在整个 85 ~ 265 V AC 通用输入范围内和 47 ~ 64 Hz 的电压频率下工作。其他设计目标包

括高效能、低成本及符合 EN55022A EMI 要求。该设计可以集成到标准灯壳中（Edison 螺口灯泡和卡口卤素灯均可），非常便于替换现有的灯泡。

由于空间和成本限制，市场上有很多 LED 灯的设计并不符合传导 EMI 规范。但采用 LinkSwitch-TN 功率转换 IC 中的频率调制特性，可以使用体积更小的 EMI 滤波器。

该电源设计在低压侧降压式配置中采用了一个 LinkSwitch-TN 器件，可以在 90 ~ 132 V 的 AC 输入电压下提供 130 mA 恒定电流和 70 V 直流输出电压。这个电源非常适合驱动必须采用恒流而不是恒压的 LED。

在这个电源设计中，在输入端进行滤波可减少传导 EMI，全波整流器将在 C2 上生成直流电压。负载 J2、电感 L2 和开关控制器 U1 串联连接在一起。LinkSwitch-TN 器件（U1）在单片 IC 上集成了一个 700 V 的功率 MOSFET、振荡器、简单的开关控制电路、高压开关电源、频率抖动电路、逐周期限流器及热关断电路。

通过 LinkSwitch-TN 的开关控制电路可以保持输出稳压，从而可以根据电压变化和负载状况对开关周期进行使能和禁止（跳过）。在正常工作期间，如果从光耦合器 U2 的晶体管馈入反馈（FB）引脚的电流超过  $49\mu\text{A}$ ，则将跳过整个开关周期。每个导通周期开始时 FB 引脚进行采样，以确定是否要跳过该周期。

在 U1 导通期间，电流流经电容 C4、负载（70V LED 串）及电感 L2。除了向负载提供一部分能量外，该电流还使 L2 储存一定能量。在 U1 关断期间，L2 的极性反向，以试图维持电流。反向极性为续流二极管 VD5 提供正向偏置，以保持电流流动并持续为 C4 和负载提供能量。电阻 R4 被用做电流检测，R4 上的电压还会出现在 R3 和光耦二极管 U2A 之间，以便为 U1 提供电流控制反馈。该电源不仅能满足 EN55022B 对传导 EMI 的限制（EMI 裕量大于  $10\text{dB}\mu\text{V}$ ），还可以在整個工作电压范围内达到 90% 以上的效率，如图 3-32 所示。

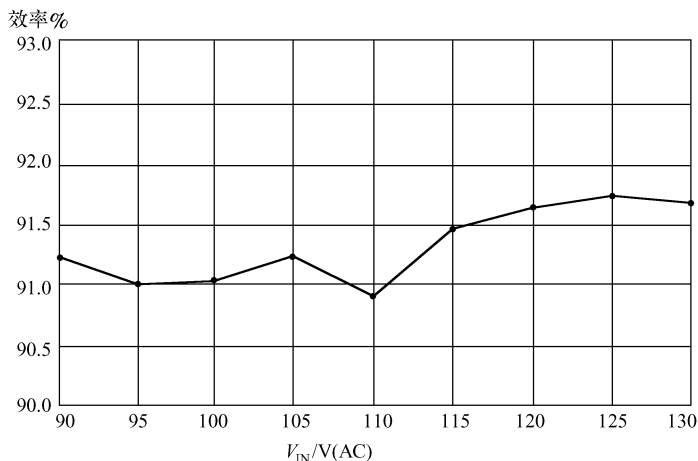


图 3-32 效率随输入电压的变化曲线

LNK305PN 内置一个完全集成的 700 V 功率 MOSFET，因而不须外部开关器件。离线式非隔离降压拓扑结构可以在连续导通模式下以 66 kHz 的最大频率进行工作。该频率采用 4 kHz 的峰峰值频率抖动进行调制，可以简化对 EMI 滤波器的设计要求。虽然本设计采用了降压拓扑结构，但这种 IC 还可以配置为降压-升压变换器。LNK305PN 采用了小型 SO-8 封

装, 这对此应用的结构设计而言是个很大的优势。

该设计最大的挑战是结构设计, 特别是将变换器和 EMI 滤波器都集成到标准灯壳的设计。然而, 该设计正好能装入 Edison 螺口灯座 (E27) 和卤素灯卡口灯座 (GU10)。

如果圆形 PCB 能够容纳所有变换器和 EMI 滤波器元件的话, 它就无法装入灯座中。因此需将设计划分为两个圆形 PCB, 一个用于变换器电路, 另一个用于 EMI 滤波器。变换器电路板的最终直径为 19.66 mm, 而 EMI 滤波器的最终直径则为 16.91 mm。将这两电路板进行叠加, 并经离散布线互连完成装配。

该设计仍存在传导辐射问题。由于两个 PCB 比较接近, 开关电流会从变换器电路板耦合到 EMI 滤波器电路板, 从而降低 EMI 滤波器的性能。通过在这两个电路板之间放置“屏蔽”PCB, 这一问题便得以解决。第三个电路板只是一层敷铜板, 并无电路。它被连接到 EMI 滤波器负输出端与变换器负输入端的接合处。这样, 总装便由三个叠加在一起的圆形电路板组成。增加第三个电路板既简单又节省成本, 不但解决了耦合问题, 还达到了 EMI 性能要求。

设计如果采用 120 V AC 的标称输入电压, 电路效率将会超过 62%。输入电压为 220/240 V AC 时, 效率将超过 56%。根据 EN55022A 限制, 采用准峰值和平均值在输入电压为 115 V AC 和 230 V AC 时表现出传导 EMI 特征。在最差条件下, 当输入电压配置为 230 V AC 时, 此电路可通过标准并有 7 dB 的电压裕值。当输入电压为 115 V AC 时, 裕值更高。

## 5. 基于 ZXSC300 的白光 HI-LED 驱动器

ZXSC300 系列 DC/DC 变换器驱动 LED 电路如图 3-33 所示, 电路中通过增加 R2 的值可提供更高的系统电压。例如, 要得到 24 V 的电压仅需将 R2 的值改为 2.2 k $\Omega$ , 同时电容 C1 也需有更高的额定电压, 电路基本工作原理如下。

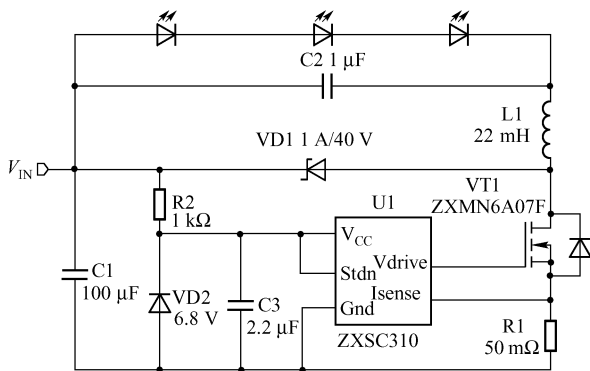


图 3-33 ZXSC300 系列 DC/DC 变换器驱动 LED 电路图

当 VT1 导通时, 电流流过 LED、电容 C2 和电感。当 R1 两端的压降达到 Isense 引脚的阈值电压时, VT1 关断并保持一个固定时间, 电感中的能量流过 VD1 和 LED。经过这个固定时间后, VT1 重新导通, 如此循环往复。

ZXSC310 将 VT1 导通直到它在 Isense 引脚上检测到 19 mV 电压 (标称值), 达到此阈值电压时 VT1 上的电流为  $19 \text{ mV}/R_1$ , 称为  $I_{\text{PEAK}}$ 。当 VT1 导通时, 电流从电源流出, 流过



C1 和串联 LED。假设 LED 正向压降为  $V_F$ ，则剩下的电源电压将全部落在  $L_1$  上，称为  $V_{L1}$ ，并使  $L_1$  上的电流以  $di/dt = V_{L1}/L_1$  的斜率上升。其中， $di/dt$  单位为  $A/s$ 、 $V_{L1}$  的单位为  $V$ 、 $L_1$  的单位为  $H$ 。

VT1 与  $R_1$  上的压降忽略不计，因为 VT1 的导通电阻  $R_{DS(ON)}$  很小，且  $R_1$  上的压降总是小于  $19\text{mV}$ 。 $19\text{mV}$  是 VT1 的关断阈值电压，依据  $I_{sense}$  引脚的阈值电压设置。

$$V_{IN} = V_F + V_{L1} \quad (3-6)$$

$$T_{ON} = I_{PEAK} \times L_1 / V_{L1} \quad (3-7)$$

由于将  $V_{IN}$  减去 LED 正向压降可得到  $L_1$  两端的电压，故可算出  $T_{ON}$ 。因此，如果  $L_1$  较小，则对于同样的峰值电流  $I_{PEAK}$  及电源电压  $V_{IN}$ ， $T_{ON}$  也较小。在电感电流上升到  $I_{PEAK}$  的过程中，电流流过 LED，因此 LED 上的平均电流等于  $T_{ON}$  上升期间及  $T_{OFF}$  下降期间的电流之和。

ZXSC300 系列 DC/DC 变换器的  $T_{OFF}$  在内部被固定为  $1.7\mu s$ （标称值），如果用该值来计算电流斜坡，则其范围最小为  $1.2\mu s$ ，最大为  $3.2\mu s$ 。

为尽量减小传导损耗及开关损耗， $T_{ON}$  不能比  $T_{OFF}$  小太多。过高的开关频率会造成较高的  $dv/dt$ ，因此设置 ZXSC300/310 的最高工作频率为  $200\text{kHz}$ 。假设固定  $T_{OFF}$  为  $1.7\mu s$ ，则  $T_{ON}$  最小值为  $5\mu s - 1.7\mu s = 3.3\mu s$ 。然而这不是一个绝对限制值，这些器件已可在  $2 \sim 3$  倍该频率下工作，但转换效率会降低。

在  $T_{OFF}$  期间，储存在电感中的能量将被转移到 LED，只在肖特基二极管上有一些损耗。系统可以连续或非连续模式工作，如果  $T_{OFF}$  恰好是电流达到零所需的时间，则 LED 中的平均电流将为  $I_{PEAK}/2$ 。实际上，电流可能会在  $T_{OFF}$  之前达到零，此时平均电流将小于  $I_{PEAK}/2$ 。由于在这个周期里有一段时间 LED 的电流为零，所以称为“非连续”工作模式。

如果经过  $1.7\mu s$  后电流没有达到零，而是下降到  $I_{MIN}$ ，则称器件进入“连续”工作模式。LED 电流将在  $I_{MIN}$  与  $I_{PEAK}$  之间上升和下降（ $di/dt$  斜率可能不同），此时平均 LED 电流为  $I_{MIN}$  与  $I_{PEAK}$  的平均值。

若已知输出电压为稳定的  $12\text{V}$  直流电源，驱动 3 个功率为  $1\text{W}$  的 LED（需要  $340\text{mA}$  工作电流），即可参考图 3-33 所示的电路参数进行设计。该设计可工作在  $11 \sim 18\text{V}$  电源电压范围内。电源输入电压  $V_{IN} = 12\text{V}$ ，LED 正向压降  $V_F = 9.6\text{V}$ ， $V_{IN} = V_F + V_{L1}$ 。因此， $V_{L1} = 12\text{V} - 9.6\text{V} = 2.4\text{V}$ 。峰值电流  $= V_{sense}/R_1 = 34\text{mV}/50\text{m}\Omega = 680\text{mA}$ ，这里  $R_1$  就是  $R_{sense}$ 。

$$T_{ON} = I_{PEAK} \times L_1 / V_{L1} = \frac{680 \times 22}{2.4} = 6.2\mu s$$

在上述等式中，近似认为在整个电流上升与下降期间 LED 正向压降不变。事实上它会随电流升高而增大，但使用该公式计算的结果在实际电路所用器件的误差范围内。此外， $V_{IN}$  与  $V_F$  之间的差值小于它们中的任何一个，所以  $6.2\mu s$  的上升时间将基本上取决于这些电压值。对于  $9.6\text{V}$  的 LED 正向压降及  $300\text{mV}$  的肖特基二极管正向压降来说，从  $680\text{mA}$  下降到零的时间为：

$$T_{DIS} = \frac{680 \times 22}{(9.6 + 0.3)} = 1.5\mu s$$



由于  $T_{\text{OFF}}$  为  $1.7 \mu\text{s}$ , 所以电流有足够的时间降到零。然而, 尽管  $1.5 \mu\text{s}$  已相当接近  $1.7 \mu\text{s}$ , 因为器件的误差, 线圈电流可能不能降到零, 但这不是什么大问题, 因为残余电流会很小。需要注意的是, 由于对峰值电流的测量及关断, 不可能产生在具有固定  $T_{\text{ON}}$  时间的变换器里发生危险的“电感阶跃”(inductor stair casing) 问题。由于电流可能永远都不会超过  $I_{\text{PEAK}}$ , 所以即使电流从一个有限值开始增长(即连续模式), 也不会超过  $I_{\text{PEAK}}$ , 于是 LED 电流将近似等于  $680 \text{ mA}$  与  $0$  的平均值, 即  $340 \text{ mA}$ 。它并不是严格意义上的平均值, 因为有  $200 \text{ ns}$  的时间里电流为零, 但与  $I_{\text{PEAK}}$  及器件误差相比这非常小。

在  $T_{\text{ON}}$  期间(假设为非连续工作模式), 电源的输入功率等于  $V_{\text{IN}} \times I_{\text{PEAK}}/2$ , 因而电源的平均输入电流等于该电流乘以  $T_{\text{ON}}$  相对于整个周期时间的比值。

$$I_{\text{P}} = \frac{I_{\text{PEAK}}}{2} \times \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}}} \quad (3-8)$$

从式(3-8)可看出, 平均电源电流是在较低电压下随着  $T_{\text{ON}}$  相对于固定的  $1.7 \mu\text{s}$  的增加而增大的。这是符合功率原理的, 因为当电源电压较低时, 固定(或近似固定)的 LED 功率需要更多电源电流才能获得相同功率。

当输入电压与输出电压的差别变得更大时, 从电感转移到 LED 的能量比 LED 直接从电源获取的能量要更多些。如果能计算出使电流正好在  $1.7 \mu\text{s}$  时达到零的电感值  $L_1$  及峰值电流  $I_{\text{PEAK}}$ , 则 LED 的功率将不会太依赖于电源电压, 因为此时 LED 中的平均电流总是近似为  $I_{\text{PEAK}}/2$ 。

随着电源电压的增加, 达到  $I_{\text{PEAK}}$  所需的  $T_{\text{ON}}$  将减小, 但 LED 的功率基本恒定, 且在  $T_{\text{ON}}$  期间只吸取从零至  $I_{\text{PEAK}}$  的电源电流。电源电压越高,  $T_{\text{ON}}$  占整个周期的比例越小, 所以较高电源电压时的平均电源电流也较小, 这样保持了功率(和效率)的恒定。

肖特基二极管正向压降会使效率降低。例如, 假设 LED 的  $V_{\text{F}}$  为  $6 \text{ V}$ , 肖特基二极管的  $V_{\text{F}}$  为  $0.3 \text{ V}$ , 则从电感转移过来的能量的效率损失为  $5\%$ , 即肖特基二极管正向压降与 LED 正向压降之比。在  $T_{\text{ON}}$  期间, 肖特基二极管不在电流回路中, 故不会引入损耗, 因此整个效率损失比取决于  $T_{\text{ON}}$  与  $T_{\text{OFF}}$  之比。对于  $T_{\text{ON}}$  占整个周期的大部分的低电源电压来说, 由肖特基二极管引入的损耗并不大。当 LED 电压较高(多个 LED 串联)时, 肖特基二极管引入的损耗也不大, 因为此时肖特基二极管正向压降在整个压降所占的比例将更小。

### 3.2.6 超低电压大功率 LED 恒流驱动器

#### 1. 超低电压大功率 LED

大功率 LED(以下简称 HB-LED)经过近十年的发展, 已逐渐被人们认知和应用。由于 HB-LED 本身所具有的一些特性, 使得这种新器件在照明灯具设计上与传统灯具有着根本区别, 表现在需要恒流驱动方式、单向导电与非线性特性阻抗、低压大电流工作、发光体本身耐热能力弱等方面。

因为供电方式不同, 在驱动电路设计上把 HB-LED 灯具分为市电照明灯具与低压照明灯具。所谓超低压 HB-LED 驱动器(以下简称 ULD), 是指采用等于或低于 HB-LED 阈值电压的直流电源工作, 通过 DC/DC 电路转换, 输出大功率恒流源驱动 HB-LED 发光的专用驱动电源模块。



用于照明的白光 HB-LED 的正向压降  $V_F$  通常在  $3.0 \sim 4.2\text{V}$  之间,具体到每一个 HB-LED,  $V_F$  各不相同,同时 HB-LED 又具有二极管共有的单向导电与非线性阻抗特性。因此驱动 HB-LED 不能使用传统的稳压电源,只能通过可控精密恒流源来驱动,否则稳压电源微小的电压升高也会导致 HB-LED 上电流数倍到数十倍地增加,轻则减小其光衰寿命,严重时甚至会瞬间烧毁 HB-LED。

目前 HB-LED 照明行业还没有具体的标准出台,HB-LED 灯具照明标准中定义的超低压标称范围是  $1.0 \sim 3.3\text{V DC}$ ,此范围是依据目前通用电池品种的特性定义的,在 ULD 设计时工作电压要符合这个范围要求。ULD 与几种常用电池的应用对照表见表 3-4。

表 3-4 ULD 与几种常用电池的应用对照表

常用电池	单节电池电压/V	超低压供电方式	应用领域	电池低电压保护
一次碳锌电池	$0.9 \sim 1.5$	单节或两节串联	普通手电筒和救生应急电筒等使用频率较小的便携式灯具	不设保护
一次碱电池	$0.9 \sim 1.6$			
一次锂电池	$1.0 \sim 3.3$	单节		
铅酸电池	$1.75 \sim 2.275$	单节	矿灯、太阳能灯具及军用灯具	设低于 $1.75\text{V}$ 电压保护

除二次铅酸电池与一次锂电池外,表 3-4 中其他电池在应用中,单节与双节电池可以使用同一 ULD 驱动 HB-LED,电压越低,电路设计的难度越大。

#### 1) ULD 的设计必要性

在太阳能灯具中,电能是采用光伏电池板将太阳光能转化而来,目前世界上最好的光伏电池板光电转化效率也不过 20% 左右。因此,这些转化来的电能要想实现高效存储,最好的办法就是降低二次储能电池电压,减少光伏电池板串联损耗,增加电池板并联模式,以大电流超低压方式为二次电池储能。目前行业中能应用到的综合指标比较优的二次电池首选是镍氢电池。要实现矿灯和电筒等便携式灯具的小型化和高效能,首先考虑的就是减少电池数量,提高光电转化效率。

以上两点表明,ULD 在 HB-LED 灯具上的应用是这些领域向环保、节能、高效发展的最佳解决方案之一。

#### 2) $1.0 \sim 3.3\text{V}$ 电源电压工作范围的要求

这个指标是指 ULD 恒流输出能维持 HB-LED 输出光通量在  $0.25L_f$  ( $L_f$  表示标称驱动电流时的 HB-LED 输出光通量) 以上的电路驱动能力,从图 3-34 中可以看出,对于一个 HB-LED 灯具来讲,单节电池输出电压降到  $1.0\text{V}$  时,通过 HB-LED 驱动器输出恒流值应不小于  $0.2I_{cc}$  ( $I_{cc}$  是标称恒流值),这样的供电电压范围要求就会使得表 3-4 中的各种常用电池都得以在 HB-LED 灯具上正常使用。[HB-LED 灯具照明标准中定义:正常的 HB-LED 灯具输出光通量在  $(0.25 \sim 1.00)L_f$  之间属于正常照明,在  $(0.2 \sim 0.25)L_f$  之间是续航照明]。

#### 3) 输出恒流源精度要求

在不损坏 HB-LED 的情况下,能使 HB-LED 发出最大的光通量是灯具行业共同努力的目标,以 Lumileds 公司开发的  $1\text{W}$  HB-LED 为例,在  $I_{cc} = 350\text{mA}$  时达到  $1.0L_f$  光通量,如果电流过大, $1\text{W}$  HB-LED 将不能保证应有的光衰寿命甚至损坏。而人为减小电流,又达不到 HB-LED 应有的亮度。

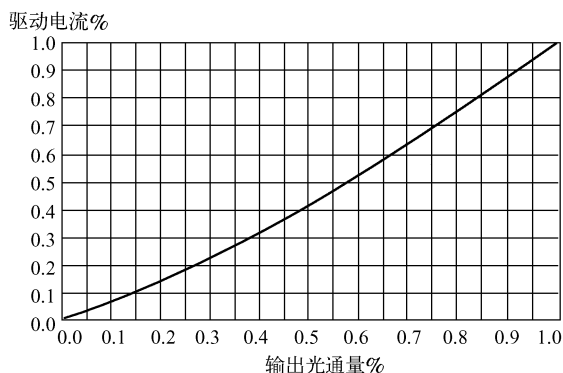


图 3-34 大功率 LED 驱动电流与输出光通量的特性曲线

HB-LED 单向导电和非线性决定了 HB-LED 只能用恒流源来驱动，随着电池容量的变化，电池的输出电压也会随之改变，在理想情况下，ULD 要维持 HB-LED 输出光通量不随供电电压的变化而变化。为保证使用 HB-LED 灯具的用户眼睛健康不受到损害，HB-LED 不能有闪烁和过快的明暗变化。

要解决以上问题，就要求设计的 ULD 必须具备良好的恒流输出能力，如图 3-35 所示，TDU0201E 在 1.1 ~ 3.3 V 供电电压范围内 ULD 输出电流变化率不超出 5%（使用 GPS-1850D 稳压电源调节供电电压）。

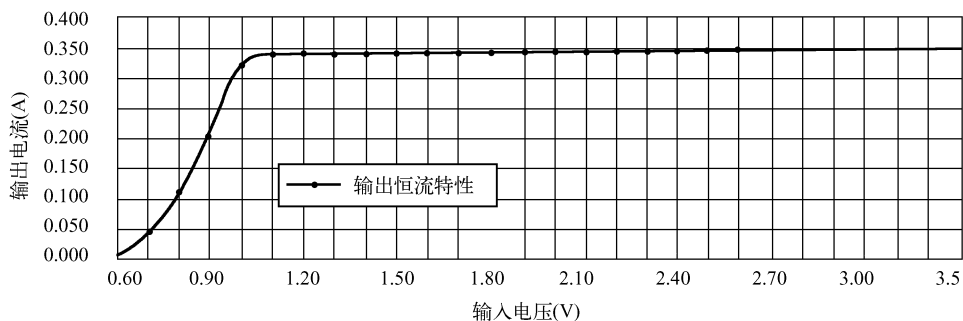


图 3-35 TDU0201E 输出恒流特性

#### 4) 1.0 V 输入电压时具备启动大电流工作的能力

在一次性电池的使用中，残留电量依然可以支持 HB-LED 照明较长的时间，为此要求 ULD 具备超低压启动能力，这样才能将一次电池残留电量充分发挥出来用于照明，此功能在应急场合非常实用。因此，对 ULD 定义的最低启动电压标准为 1.0 V，1.0 V 启动时只能采用软启动电流爬升方式，否则，在瞬间大电流启动状态下，电池内阻会占用大部分电压而使得 ULD 无法启动。

#### 5) 超强的续航能力

这一指标主要是考验 ULD 的超低压工作能力，通常一次性电池的终点电压测试会在 0.9 V 停止，而对于 HB-LED 灯具来讲，此时一次电池剩余电量依然能支持 HB-LED 续航照明。以 60 lm 的 Lumileds 1 W HB-LED 为例，当续航照明光通量输出为 0.2 lm 时，驱动 HB-LED 的电流仅为几毫安左右（低于 100 mA 的恒流驱动 HB-LED 时，HB-LED 发光会进入一

些不稳定状态,此时电源设计应采用脉冲方式驱动 HB-LED),通常在这种条件下,ULD 输入电压不足 0.6 V,因此对 ULD 来讲,续航能力实际反映的是 ULD 最低工作电压。TDU0201E 在低于 0.6 V 时还能输出 14 mA 的电流,因此在实测当中,使用单节 DURACELLMX1500AA 电池供电,驱动 LUMILEDSX0HW-LXHL-MW1D1WHB-LED,正常照明时间约为 1.5 h,续航照明时间可达到正常照明时间的 10 倍左右。

#### 6) 双驼峰效率曲线

除二次锂电池和二次铅酸电池外,在常用电池中无论一次电池还是二次电池,单节的放电终止测试电压均在 0.9 V 左右,因此当电路工作到 1.0 V 以下时,为了能延长续航照明时间,此时必须要采取措施,尽可能减小电池的电能消耗,其中之一就是提高电路工作的转化效率。TDU0201E 1 W ULD 转化效率曲线如图 3-36 所示。当输入电压低于 1.0 V 并继续下降时,ULD 转化效率不能继续下降,图中显示,在 1.0 V 左右出现双驼峰效率的曲线特性。要使得这一反弹的效率曲线得以实现,只能通过减小输出功率的方式,来减小电池内阻带来的功率损耗。

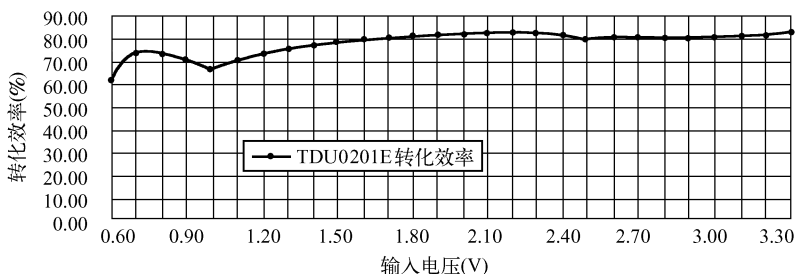


图 3-36 TDU0201E 转化效率曲线

#### 7) 1.0 V 电流反斜率曲线

一次碳锌、一次碱性,还有镍氢与镍镉二次电池的大电流放电终止电压均为 0.9 V,这就意味着这些电池在电压降至 1.0 V 以下时,所剩电量已不多。对于镍氢与镍镉二次电池,过放电会损坏二次电池的充电性能。

因此,在电路设计上采用了 1.0 V 电流反斜率曲线这一设计理念,在电池电压降至 1.0 V 以下时,输出电流会发生锐减,当电池电压降至 0.8 V 以下时,ULD 输出电流应尽可能减至  $0.2I_{CC}$  以下,以保证电池的续航能量,同时 HB-LED 输出光通量也会降至  $0.25L_f$  以下,让使用者能明确感受到亮度变暗,对于二次电池的用户可以直观感受到单节电池电力不足,需要尽快充电。这是很重要的一点,因为对于二次电池供电的 HB-LED 灯具来说,电池低电量直接关机的设计方式,会使部分用户在黑暗中处于危险境地。

### 2. 大功率 LED 恒流驱动器

#### 1) AC/DC 变换器

AC/DC 变换器分为 220 V 交流输入和 12 V 交流输入。12 V 交流电是酒店中广泛应用的卤素灯电源,现有的 LED 可以在保留现有交流 12 V 的条件下进行设计。针对替代卤素灯的设计,美国国家半导体公司生产的 LM2734 的主要优势是体积小、可靠性高、输出电流高达 1 A,恰好适合卤素灯灯口直径小的特点。取代卤素灯之后,LED 灯一般做成 1 W 或 3 W。

LED 灯与卤素灯相比有两大优势:

- ① 光源比较集中, 1 W 照明所获得的亮度等同于十几瓦卤素灯的亮度, 因此比较省电。
- ② LED 灯的寿命比卤素灯长。

LED 的主要弱点是灯光的射角太窄, 成本相对较高。但从长远来看, 由于 LED 灯的寿命较长, 所以还是具有非常大的成本优势的。220 V AC/DC 变换器 (如 LM5021) 主要应用于舞台灯和路灯市场。

## 2) DC/DC 变换器

目前, LED 手电筒占据了 DC/DC 变换器的绝大部分需求量。手电筒采用的 LED 功率基本上是 1 W, 供电方式包括锂电池和镍锌电池、碱性电池等。3 W 手电筒的应用一直存在一些难点, 因为 3 W LED 灯本身需要散热, 散热装置的体积大, 从而在一定程度上削弱了 LED 灯体积小优势。此外, 由于 3 W LED 灯的电流高达 700 mA, 一次充电后的电池使用时间缩短。

矿灯也是 LED 的主要应用领域之一, 它属于特种照明行业, 需要专业的认证标准, 中国对 LED 在矿灯领域的应用一直都很重视。目前, LED 设计行业存在对特种行业的需求认识不足的问题, 设计中常采用一些不切实际的、新奇的设计方案。例如, 将 LED 和电池一起嵌入头盔, 却没有考虑到矿灯特殊使用环境的各种需求, 这可能是造成 LED 在矿灯市场的应用一直没有打开局面的重要原因。

对于 LED 在矿灯领域的应用, 美国国家半导体提供了丰富的 DC/DC 稳压器产品, 包括 LM3485、LM3478 和 LM5010。已经有用户采用一个 1 W 的 LED 灯, 周围再放 6 个普通的高亮度 LED 灯, 构成一种具有特殊闪烁功能的矿灯。

## 3) 高效的恒流驱动器

恒压供电的基本电路如图 3-37 (a) 所示, 采用反馈电阻  $R_{FB1}$  和  $R_{FB2}$ , 当负载电流发生变化时,  $V_{FB}$  也随之变化, DC/DC 稳压器通过检测  $V_{FB}$  的变化, 使输出电压维持在一个固定的电平上:

$$V_O = [V_{FB} \times (R_{FB1} + R_{FB2})] / R_{FB1} \quad (3-9)$$

在图 3-37 (b) 电路中, DC/DC 稳压器的 FB 是高阻输入端, 流经 LED 的电流  $I_F$  为:

$$I_F = V_{FB} / R_{FB} \quad (3-10)$$

为保持  $I_F$  恒定, DC/DC 稳压器检测  $V_{FB}$ , 然后调整 LED 正端电压, 使流经 LED 的电流保持恒定。这就是利用 DC/DC 稳压器 FB 反馈端实现恒压到恒流转换的原理。

一般来说, DC/DC 稳压器对  $V_{FB}$  的变化有一个检测的范围, 一旦 LED 选定, 其工作电流  $I_F$  的大小也就确定了, 所选的电阻要保证  $V_{FB}$  落在 DC/DC 稳压器容许的范围内。

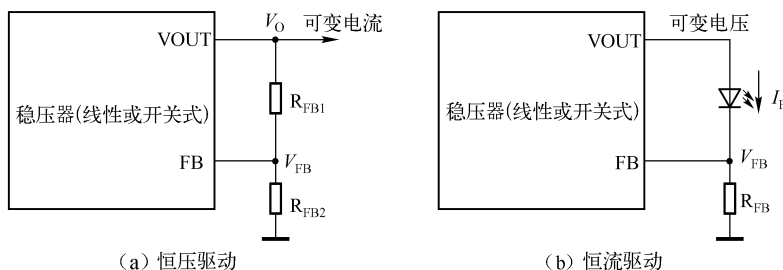


图 3-37 利用 DC/DC 稳压器驱动电路

以  $V_{FB}$  等于 1.25 V 为例, 假设  $I_F$  分别为 15 mA、350 mA 和 700 mA, 采样电阻的功耗将分别小于 20 mW、400 mW 和 800 mW。对于 1 W 的 LED 来说, 采样电阻的功耗分别占到总电源消耗的 2%、40% 和 80%。因此, 采样电阻的设计对提高 LED 的效率至关重要, 它应该选取尽可能小的数值。

由于直接将  $R_{FB}$  连接 FB 端会造成  $R_{FB}$  的功耗过大, 所以在 FB 端和  $R_{FB}$  之间放置一个运算放大器, 以放大  $R_{FB}$  采集到的电压  $V_{TAP}$ , 如图 3-38 所示。

$$I_F = V_{TAP}/R_{FB} = (V_{FB}/R_{FB}) \times (1 + R_F/R_1) \quad (3-11)$$

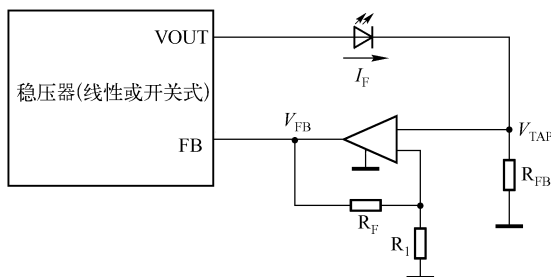


图 3-38 在 FB 反馈端和  $R_{FB}$  之间放置一个运算放大器

通常, 1 W 大功率 LED 的典型工作电流为 350 mA, 如果选择  $R_{FB}$  的值等于 1  $\Omega$ , 则  $R_{FB}$  的功耗为:

$$P_{R_{FB}} = I^2 \times R_{FB} = 0.35^2 \times 1 = 0.12 \text{ W}$$

考虑运算放大器本身的功耗,  $R_{FB}$  及其附属电路的功耗大约为 1 W LED 功率的 12%。这样就能在确保 LED 获得恒流供电的同时, 将  $R_{FB}$  的功耗降低到可以接受的水平, 从而使 LED 两端的电压尽可能大, 流经的电流也尽可能大。

LM2734 是 1 A 降压型稳压器。基于 LM2734 的 LED 恒流驱动器, 如图 3-39 所示, 利用 LM321 运算放大器获取采样电阻  $R_{set}$  上的电压, 结合其他电阻和电容就可以构成一个完整、高效率的大功率 LED 恒流驱动器。在实际使用中, 有些 LED 恒流驱动器可以直接从采样电阻上获取反馈电压, 如图 3-40 所示。

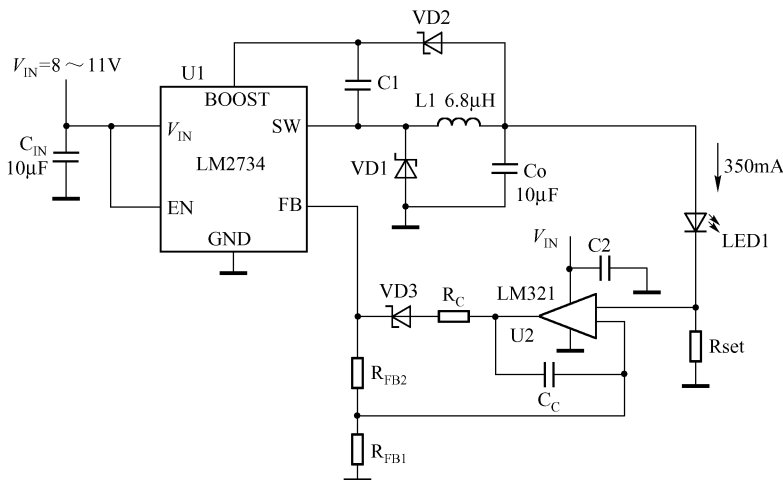


图 3-39 基于 LM2734 的 LED 恒流驱动器

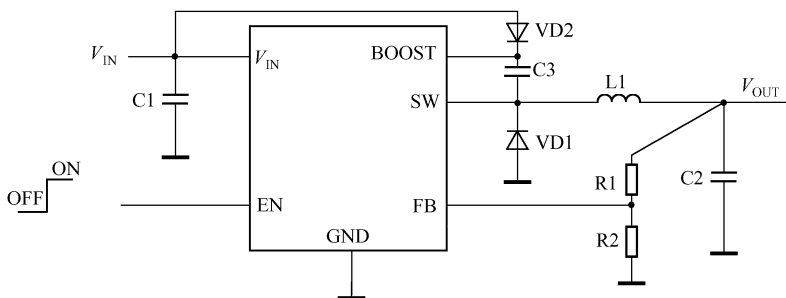


图 3-40 从采样电阻上直接获取反馈电压的设计

在图 3-39 中采样电阻  $R_{set}$  决定了恒流驱动器的设计, 而且对整个系统的效率有着重要影响, 因此仔细设计  $R_{set}$  对节省能源至关重要。一般来说, 如果要求 LED 驱动电流的变化不超过标称值的  $5\% \sim 10\%$ , 那么采用精度为  $2\%$  的电阻就足够了。LED 驱动电流的典型波动范围是  $\pm 10\%$ 。由于采样电阻消耗的功率较大, 应避免使用功率较小的贴片电阻。此外, LM3478 方案适用于多个大功率 LED 的恒流驱动, 而基于 LM5021 的恒流驱动设计方案则是针对  $220\text{ V AC/DC}$  变换器的。

#### 4) 恒流驱动与散热的考虑

就电子系统设计而言, 在设计 LED 恒流驱动器时首先要了解 LED 的恒流参数。目前 LED 芯片的制造商很多, 国内外 LED 的差异主要在于相同电参数的情况下, 流明数可能不同, 因此设计中要清楚地认识到 LED 功率并不是决定发光效率的唯一参数。例如, 同样是  $1\text{ W}$  的 LED, 有的 LED 可以达到  $40\text{ lm}$  的光通量, 而有的只能达到  $20\text{ lm}$  的光通量, 这是因为 LED 光学效率还取决于材料和制造工艺等诸多环节。

有些设计人员为提高发光效率而采取加大驱动电流的办法。例如, 对于同一只  $1\text{ W}$  LED, 加大驱动电流后, 光通量可以从  $20\text{ lm}$  提高到  $40\text{ lm}$ , 但是 LED 的工作温度也相应升高了。一旦温度超过 LED 的限温点, 就会影响 LED 的寿命和可靠性, 这是设计恒流驱动过程中需要注意的重要问题。

此外, LED 照明系统的光学效率不仅取决于 LED 恒流驱动方案, 还与整个系统的散热设计密切相关。为缩小体积, 某些 LED 恒流驱动系统将 LED 驱动器与散热部分贴近设计, 这样容易影响可靠性。

一般来说, LED 照明系统的热源基本就是 LED 本身的热源, 热源太集中会产生热损耗, 因此 LED 驱动器不能与散热系统紧贴在一起。应采取下列散热措施:

- ① LED 灯具采用铝基板散热。
- ② 功率器件均匀排布。
- ③ 尽可能避免将 LED 驱动器与散热部分贴近设计。
- ④ 抑制封装至印制电路基板的热阻抗。
- ⑤ 提高 LED 芯片的散热顺畅性以降低热阻抗。

#### 5) 新应用对 LED 驱动器的要求

由于大功率 LED 在寿命上具有很大优势, 所以发展前景非常广阔, 其中最被看好的照明应用是汽车、医疗设备、仪器仪表及其他特种照明环境。但这些应用对 LED 驱动系统设计也提出了新的要求, 包括: 输入电压范围一般要求为  $6 \sim 24\text{ V}$ ; 具有冲击负载保护、反相



和过压保护；待机功耗非常低；低带隙基准以减小电流检测损耗；以及具有 PWM 调整亮度功能等。针对这些需求，美国国家半导体公司提供了全系列 LED 驱动器设计方案，可以提供全面的 LED 驱动器解决方案。

LED 照明系统需要借助于恒流供电，目前主流的恒流驱动设计方案是利用线性或开关型 DC/DC 稳压器结合特定的反馈电路为 LED 提供恒流供电，根据 DC/DC 稳压器外围电路设计的差异，又可以分为电感型 LED 驱动器和开关电容型 LED 驱动器。电感型升压驱动器方案其优点是驱动电流较高、LED 的端电压较低、功耗较低、效率保持不变，特别适用于驱动多只 LED 的应用。在大功率 LED 驱动器设计中，主要采用开关电容型 LED 驱动方案，其优点是 LED 两端的电压较高、流过的电流较大，从而可获得较高的功效及光学效率。先进的开关电容技术还能够提高效率，因而在大功率 LED 驱动中应用广泛。



### 3.3 交流驱动 LED 前级电路

#### 3.3.1 EMI 的滤波器

滤波是抑制干扰的一种有效措施，尤其对 EMI 信号的传导干扰和辐射干扰。任何电源线上的传导干扰信号，均可用差模信号和共模信号来表示。在一般情况下，差模干扰幅度小、频率低，所造成的干扰较小；共模干扰幅度大、频率高，还可以通过导线产生辐射，所造成的干扰较大。因此，欲削弱传导干扰，把 EMI 信号控制在有关 EMC 标准规定的极限电平以下，最有效的方法就是在开关电源输入电路和输出电路上加装 EMI 滤波器。开关电源的工作频率为  $10 \sim 100 \text{ kHz}$ 。EMC 很多标准规定的传导干扰电平的极限值都是从  $10 \text{ kHz}$  算起的。对产生的高频段 EMI 信号，只要选择适当的去耦电路或网络结构较为简单的 EMI 滤波器，就可得到满意的效果。

##### 1. EMI 滤波器的结构及工作原理

图 3-41 为 EMI 滤波器的基本网络结构，该滤波器是由集中参数元件构成的无源低通网络，其中  $L_1$  和  $L_2$  是绕在同一磁环上的 2 只独立线圈，称为共模电感线圈或共模线圈 ( $L_{CM}$ )， $L_3$ 、 $L_4$  是独立的差模抑制电感。如果把该滤波器一端接入干扰源，负载端接被干扰设备，那么  $L_1$  和  $C_y$ ， $L_2$  和  $C_y$  就分别构成 L-E 和 N-E 两对独立端口间的低通滤波器，用来抑制电源线上存在的共模 EMI 信号，使之受到衰减，而被控制到很低的电平上。

在图 3-41 中， $L_1$ 、 $L_2$  两个线圈所绕匝数相同、绕向相反，使滤波器接入电路后，两只线圈内电流产生的磁通在磁环内相互抵消，不会使磁环达到磁饱和状态，从而使两只线圈的电感值保持不变。但是，由于种种原因，如磁环的材料不可能做到绝对均匀，两个线圈的绕制也不可能完全对称等，使得  $L_1$  和  $L_2$  的电感量是不相等的，于是， $L_1$ 、 $L_2$  形成差模电感  $L_{DM}$ ，它和  $L_3$ 、 $L_4$  形成的独立差模抑制电感与  $C_x$  电容器又组成 L-N 独立端口间的一只低通滤波器，用来抑制电源线上存在的差模 EMI 信号。

共模滤波网络结构等效电路如图 3-42 所示，它由  $L_{CM}$  和  $C_y$  组成。图 3-42 中右边是开关电源的共模噪声等效电路，并联电容  $C_p$  包括开关管集电极和地之间的分布电容及高频变



压器初次级间的分布电容;  $R_p$  是电流源的并联电阻。开关电源共模噪声等效电路的源内阻  $Z_{\text{SMPS}}$  是高阻抗容性的。

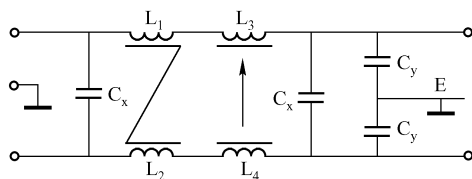


图 3-41 EMI 滤波器的基本网络结构

EMI 差模信号等效电路如图 3-43 所示。它由高阻抗干扰等效电路和低阻抗干扰等效电路两部分组成。在图 3-43 中, 开关  $S$  表示桥式整流二极管导通与否, 因此高低两个等效电路是不能同时存在的;  $R_s$  是分布电阻,  $L_s$  是分布电感, 数值都很小。为与共模情况区别,  $R_p$  和  $C_p$  分别用  $R'_p$  和  $C'_p$  表示。

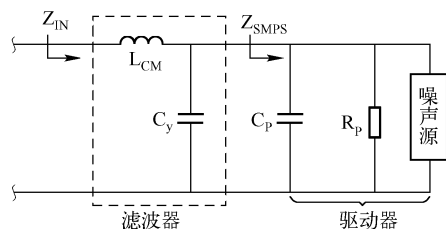


图 3-42 共模滤波网络结构等效电路

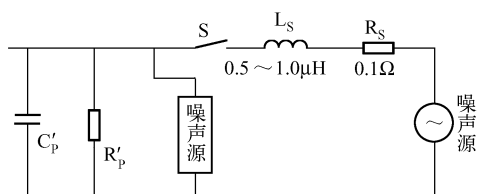


图 3-43 EMI 差模信号等效电路

差模滤波网络结构等效电路如图 3-44 所示。 $L_{\text{DM}}$  是差模电感, 包含共模线圈形成的差模电感和独立的差模抑制电感;  $C_{\text{LL}}$  是滤波网络选用的并联电容。图 3-44 (b) 与图 3-44 (a) 相比, 增加了一个  $C_{\text{LL}2}$ , 其数值的选择使滤波网络与负载构成失配状态。

图 3-41 所示电路是无源网络, 它具有互易性。当它安装在系统中后, 既能有效地抑制电子设备外部的 EMI 信号传入设备, 又能大大衰减设备本身工作时产生的传向电网的 EMI 信号, 起到同时衰减两组共模 EMI 信号和一组差模 EMI 信号的作用。在噪声源阻抗和电网阻抗均确定且相互匹配的情况下, EMI 滤波器对共模和差模噪声具有抑制作用。

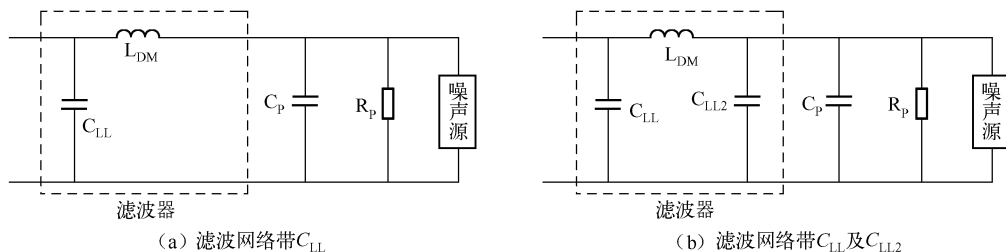


图 3-44 差模滤波网络结构等效电路

## 2. 设计中的几点考虑

EMI 滤波器的效果不但依赖于其自身, 还与噪声源阻抗及电网阻抗有关。电网阻抗  $Z_{\text{sink}}$  通常利用静态阻抗补偿网络 (LISN) 来校正, 接在滤波器与电网之间, 包括电感、电容和

一个 $50\ \Omega$ 电阻,从而保证电网阻抗可由已知标准求出。而EMI源阻抗则取决于不同的变换器拓扑形式。

在前述过程中,EMI滤波器元件(电感、电容)均被看做是理想的,然而由于实际元件存在寄生参数,比如电容的寄生电感,电感间的寄生电容,以及PCB布线存在的寄生参数,实际的高频特性往往与理想元件仿真有较大的差异。这涉及EMC高频建模等诸多问题,模型的参数往往较难确定。故 $Z_s$ 及 $Z_p$ 取值与这些寄生电容、电感及整流桥等效电容等寄生参数有关,直接采用根据电路拓扑及参数建模的方案求解源阻抗难以实现,因而,在设计中往往采用实际测量 $Z_{\text{source}}$ 。

EMI滤波器设计往往要求在实现抑制噪声的同时,自身体积要尽可能小,成本要尽可能低廉。同时,滤波效果也取决于实际的噪声水平的高低。为了分析共模和差模噪声的干扰特性,在设计前要求确定以下参量,以实现设计的优化。

① 测量干扰源等效阻抗 $Z_{\text{source}}$ 和电网等效阻抗。实际过程中往往是依靠理论和经验的指导,先做出电源的PCB板,这是因为共模、差模的噪声源和干扰途径互不相同,电路板走线的微小差异都可能导致很大EMI变化。

② 测量出未加滤波器前的干扰噪声频谱,并利用噪声分离器将共模噪声 $U_{\text{measure,CM}}$ 和差模噪声 $U_{\text{measure,DM}}$ 分离,做出相应的干扰频谱。

计算滤波器所需要的共模、差模衰减,并做出 $U_{\text{measure,CM}}$ 和 $U_{\text{measure,DM}}$ 曲线。其中 $U_{\text{measure,CM}}$ 和 $U_{\text{measure,DM}}$ 已经测得, $U_{\text{standard,CM}}$ 和 $U_{\text{standard,DM}}$ 可参照传导EMI干扰国标设定值,再加上3 dB,其原因在于用噪声分离器的测量值比实际值要大3 dB。

$$\begin{aligned}(U_{\text{req,CM}}) &= (U_{\text{measure,CM}}) - (U_{\text{standard,CM}}) + 3\text{ dB} \\ (U_{\text{req,DM}}) &= (U_{\text{measure,DM}}) - (U_{\text{standard,DM}}) + 3\text{ dB}\end{aligned}\quad (3-12)$$

图3-45为滤波器差模与共模衰减与频率的关系。由图3-46可知,斜率分别为40 dB/dec和60 dB/dec的两条斜线与频率轴的交点即为 $f_{\text{RCM}}$ 和 $f_{\text{RDM}}$ 。做 $U_{\text{measure,CM}}-f$ 和 $U_{\text{measure,DM}}-f$ 的切线,切线斜率分别为40 dB/dec和60 dB/dec,比较可知,只要测量它们与频率轴的交点,即可得出 $f_{\text{RCM}}$ 和 $f_{\text{RDM}}$ 。

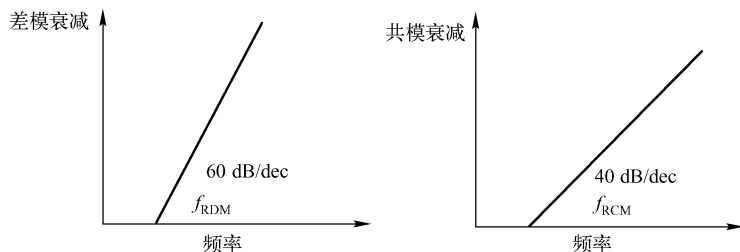
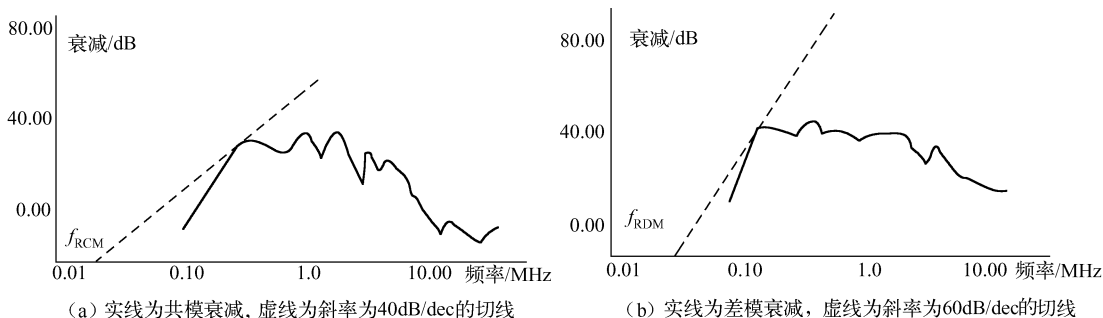


图3-45 滤波器差模与共模衰减与频率的关系

### 3. 滤波器元件参数

$C_y$ 接在相线和大地之间,该电容器容量过大将会造成漏电流过大,安全性降低。对漏电流要求越小越好,安全标准通常为几百微安至几毫安。EMI对地漏电流 $I_y$ 计算公式为:

$$I_y = 2\pi f C U_c \quad (3-13)$$

图 3-46  $f_{RCM}$  与  $f_{RDM}$  的确定

式中,  $f$  为电网频率;  $U_C$  是电容  $C_y$  上的压降。

若  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $C = 2C_y$ ,  $U_C = 220/2 = 110 \text{ V}$ , 则

$$C_y = \frac{I_y}{4\pi f U_C} \quad (3-14)$$

若设定对地漏电流为  $0.15 \text{ mA}$ , 可求得  $C_y \approx 2200 \text{ pF}$ 。根据计算的  $C_y$  可按下式求得  $L_C$ :

$$L_C = \left( \frac{1}{2\pi f_{RCM}} \right)^2 \frac{1}{2C_y} \quad (3-15)$$

$C_{x1}$ 、 $C_{x2}$  及  $L_D$  的选取没有唯一解, 允许设计中有一定的自由度。共模电感  $L_C$  的漏感  $L_g$  也可抑制差模噪声, 有时为了简化滤波器, 也可以省去  $L_D$ 。经验表明, 漏感  $L_g$  的值多为  $L_C$  值的  $0.5\% \sim 2\%$ 。 $L_g$  可实测获得。此时, 相应的  $C_{x1}$ 、 $C_{x2}$  值要更大。

电感器是在同一磁环上由两个绕向与匝数都相同的绕组构成。当信号电流在两个绕组流过时, 产生的磁场恰好抵消, 它可几乎无损耗地传输信号。因此, 共模电流可以认为是地线的等效干扰电压  $U_g$  所引起的干扰电流。当它流经两个绕组时, 产生的磁场同相叠加, 电感器对干扰电流呈现出较大的感抗, 由此起到了抑制地线干扰的作用。电路如图 3-47 所示。

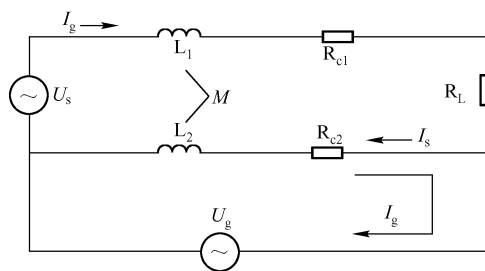


图 3-47 抗共模干扰的电感器电路

信号源至负载  $R_L$  连接线的电阻为  $R_{c1}$ 、 $R_{c2}$ , 电感器自感为  $L_1$ 、 $L_2$ , 互感为  $M$ , 设两绕组为紧耦合, 则得到  $L_1 = L_2 = M$ 。由于  $R_{c1}$  和  $R_L$  串联且  $R_{c1} \ll R_L$ , 则可以不考虑  $U_g$  的影响。其中,  $I_s$  是信号电流,  $I_g$  是经地线流回信号源的电流。

负载上的信号电压近似等于信号源电压, 即共模电感传输有用信号时几乎不引入衰减。共模干扰电流  $I_g$  随  $f:f_c$  的比值增大而减小。当  $f:f_c$  的比值趋于无穷时,  $I_g = 0$ , 即干扰信号电流只在电感器的两个绕组中流过而不经地线, 这样就达到了抑制共模干扰的作用。所以, 可以根据需要抑制干扰电压的频率来设置电感器截止频率。一般来说, 当干扰电压频率  $f \geq 5f_c$  时, 即  $U_n:U_g \leq 0.197$ , 就可认为达到有效抑制地线中心干扰的目的。

差模干扰的滤波器可以设计成  $\Pi$  型低通滤波器, 电路如图 3-48 所示。这种低通滤波器主要是为设置电路截止频率值, 以达到有效抑制差模传导干扰的目的。

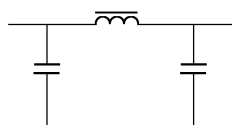


图 3-48 差模干扰的滤波器电路

输入滤波电路如图 3-49 所示,  $FV_1$  为瞬态电压抑制二极管,  $RV_1$  为压敏电阻, 都具有很强的瞬变浪涌吸收能力, 能很好地保护后级元器件或电路免遭浪涌电压的破坏。 $Z_1$  为直流 EMI 滤波器, 必须良好接地, 且接地线要短, 最好直接安装在金属外壳上, 还要保证其输入、输出线之间的屏蔽隔离, 才能有效地切断传导干扰沿输入线的传播和辐射干扰沿空间的传播。 $L_1$  及  $C_1$  组成低通滤波电路, 当  $L_1$  电感值较大时, 还需增加如图 3-49 所示的  $VD_1$  和  $R_1$ , 形成续流回路, 吸收  $L_1$  断开时释放的电场能量, 否则,  $L_1$  产生的电压尖峰就会形成 EMI。电感  $L_1$  所使用的磁芯最好为闭合磁芯, 带气隙的开环磁芯的漏磁场会形成 EMI,  $C_1$  的容量较大为好, 这样可以减小输入线上的纹波电压, 从而减小在输入导线周围形成的电磁场。

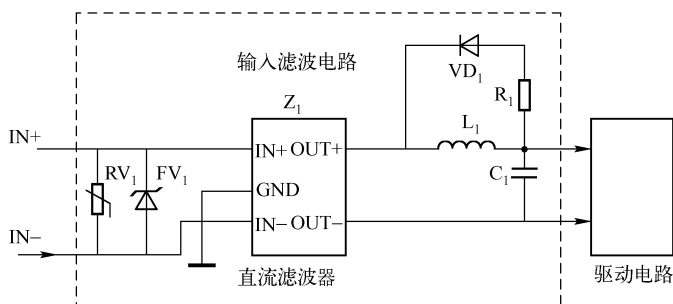


图 3-49 输入滤波电路

### 3.3.2 整流技术

整流器是 AC/DC LED 驱动器中最重要的部分, 它的技术是否先进, 关系着 LED 驱动器的功能和可靠性。因此, 一些自主开发的厂商很注重整流器技术性能的改进, 其目的是使整流器的可靠性和效率得到很大提高, 使其成本和高频电磁干扰降低。

#### 1. 晶体二极管组成的半波整流电路

图 3-50 是一种最简单的整流电路。它由电源变压器 B、整流二极管 VD 和负载电阻  $R_{Lx}$  组成。变压器把市电电压 (多为 220 V) 变换为所需要的交变电压  $u_2$ , VD 再把交流电变换为脉动直流电。下面从图 3-51 的波形图上来看二极管是怎样整流的。

变压器次级电压  $u_2$ , 是一个方向和大小都随时间变化的正弦波电压, 它的波形如图 3-51 (a) 所示。在  $0 \sim \pi$  时间内,  $u_2$  为正半周, 即变压器上端为正、下端为负。此时二极管承受正向电压而导通,  $u_2$  通过它加在负载电阻  $R_{Lx}$  上。在  $\pi \sim 2\pi$  时间内,  $u_2$  为负半周, 变压器次级下端为正、上端为负。这时 VD 承受反向电压, 不导通,  $R_{Lx}$  上无电压。在  $2\pi \sim 3\pi$  时间内, 重复  $0 \sim \pi$  时间的过程, 而在  $3\pi \sim 4\pi$  时间内, 又重复  $\pi \sim 2\pi$  时间的过程……这样反复下去, 交流电的负半周就被“削”掉了, 只有正半周通过  $R_{Lx}$ , 在  $R_{Lx}$  上获得了一个单一方向 (上正下负) 的电压, 如图 3-51 (b) 所示, 达到了整流的目的。但是, 负

载电压  $U_{sc}$  及负载电流的大小还随时间而变化, 因此, 通常称它为脉动直流。

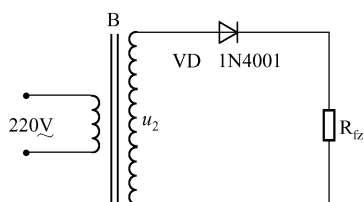


图 3-50 半波整流电路

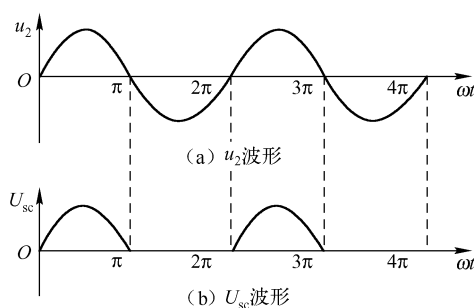


图 3-51 半波整流波形

这种除去负半周的整流方法, 叫半波整流。不难看出, 半波整流是以“牺牲”一半交流为代价而换取整流效果的, 电流利用率很低 (计算表明, 整流得出的半波电压在整个周期内的平均值, 即负载上的直流电压  $U_{sc} = 0.45 u_2$ ), 因此常用在高电压、小电流的场合。

## 2. 二极管组成的全波整流电路

如果把整流电路的结构做一些调整, 可以得到一种能充分利用电能的全波整流电路。全波整流电路如图 3-52 所示。

全波整流电路, 可以看做是由两个半波整流电路组合成的。变压器次级线圈中间需要引出一个抽头, 把次级线圈分成两个对称的绕组, 从而引出大小相等但极性相反的两个电压  $u_{2a}$ 、 $u_{2b}$ , 构成  $u_{2a}$ 、VD1、 $R_{Lz}$  与  $u_{2b}$ 、VD2、 $R_{Lz}$  两个通电路。

全波整流电路的工作原理, 可用图 3-53 所示的波形图说明。在  $0 \sim \pi$  时间内,  $u_{2a}$  对 VD1 为正向电压, VD1 导通, 在  $R_{Lz}$  上得到上正下负的电压;  $u_{2b}$  对 VD2 为反向电压, VD2 不导通 [如图 3-53 (b) 所示]。在  $\pi \sim 2\pi$  时间内,  $u_{2b}$  对 VD2 为正向电压, VD2 导通, 在  $R_{Lz}$  上得到的仍然是上正下负的电压;  $u_{2a}$  对 VD1 为反向电压, VD1 不导通 [如图 3-53 (c) 所示]。

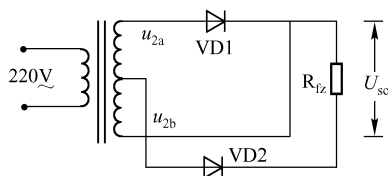


图 3-52 全波整流电路

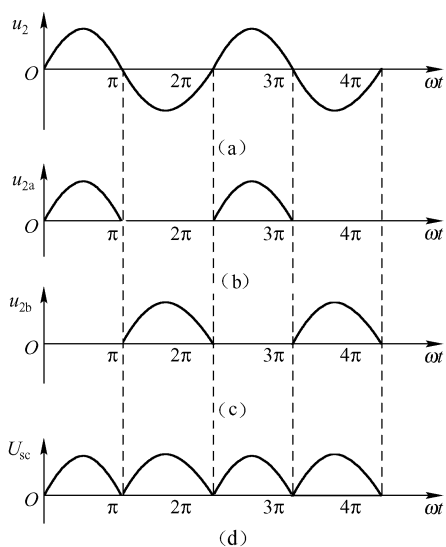


图 3-53 全波整流波形

如此反复,由于两个整流元件VD1、VD2轮流导电,结果负载电阻 $R_{Lz}$ 在正、负两个半周作用期间,都有同一方向的电流通过,因此称为全波整流。全波整流不仅利用了正半周,而且还巧妙地利用了负半周,从而大大地提高了整流效率( $U_{sc}=0.9u_2$ ,比半波整流时大一倍)。

图3-52所示的全波整流电路,需要变压器有一个使两端对称的次级中心抽头,这给制作上带来很多的麻烦。另外,在这种电路中,每只整流二极管承受的最大反向电压,是变压器次级电压最大值的两倍,因此需用能承受较高电压的二极管。

### 3. 二极管组成的桥式整流电路

桥式整流电路是使用最多的一种整流电路。这种电路,只要增加两只二极管连接成“桥”式结构,便具有全波整流电路的优点,而同时在一定程度上克服了全波整流的缺点。

桥式整流电路的工作原理如下。 $u_2$ 为正半周时,对VD1、VD3加正向电压,VD1、VD3导通;对VD2、VD4加反向电压,VD2、VD4截止。电路中构成 $u_2$ 、VD1、 $R_{Lz}$ 、VD3通电回路,在 $R_{Lz}$ 上形成上正下负的半波整流电压。 $u_2$ 为负半周时,对VD2、VD4加正向电压,VD2、VD4导通;对VD1、VD3加反向电压,VD1、VD3截止。电路中构成 $u_2$ 、VD2、 $R_{Lz}$ 、VD4通电回路,同样在 $R_{Lz}$ 上形成上正下负的另外半波的整流电压。上述工作状态分别如图3-54(a)、(b)所示。

如此重复下去,结果在 $R_{Lz}$ 上便得到全波整流电压。其波形图和全波整流波形图是一样的。从图3-54中还不难看出,在桥式电路中每只二极管承受的反向电压等于变压器次级电压的最大值,比全波整流电路小一半。

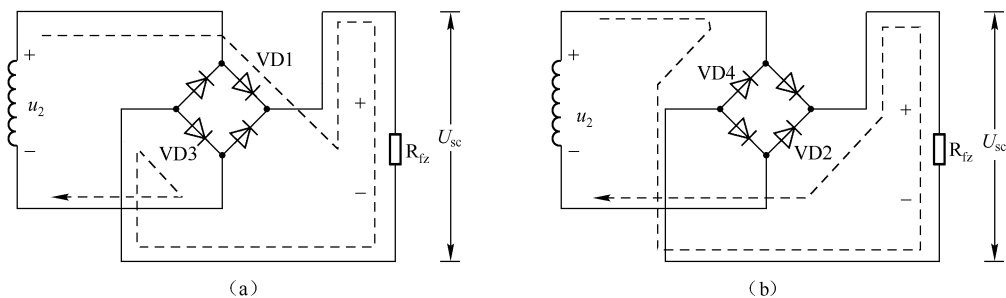


图3-54 桥式整流电路工作原理

### 3.3.3 功率因数校正技术

#### 1. 功率因数的定义

根据电工学的基本理论,功率因数(PF)定义为有功功率( $P$ )与视在功率( $S$ )的比值,用公式表示为:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_1 \cos \Phi_1}{U_1 I_R} = \frac{I_1 \cos \Phi_1}{I_R} = \gamma \cos \Phi_1 \quad (3-16)$$

式中, $I_1$ 为输入电流基波有效值; $I_R$ 为电网电流有效值, $I_R = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \cdots + I_N^2}$ ,其中 $I_1$ 、 $I_2$ 、 $\cdots$ 、 $I_N$ 为各次谐波有效值; $U_1$ 为输入电压基波有效值; $\gamma$ 为输入电流畸变因数; $\cos \Phi_1$ 为基波电压、基波电流位移因数。

可见, 功率因数由输入电流畸变因数  $\gamma$  和基波电压、基波电流位移因数  $\cos\Phi_1$  决定。 $\cos\Phi_1$  低, 则设备的无功功率大, 设备利用率低, 导线、变压器绕组损耗大;  $\gamma$  低, 表示设备输入电流谐波分量大, 将造成电流波形畸变, 对电网造成污染, 使功率因数降低, 严重时会造成电子设备损坏。通常的无源电容滤波二极管整流电路的输入端功率因数只能达到 0.65 左右。抑制谐波分量即可达到减小  $\gamma$ 、提高功率因数的目的。因此可以定性地说, 谐波的抑制电路即为功率因数校正电路 (实际上有所区别)。

因此, 如何消除和抑制谐波对公共电网的污染、提高功率因数成为当今国内外电源界研究的重要课题。PFC 技术已应用到新型开关电源中, 成为新一代开关电源的主要标志之一。

由  $PF = \gamma \cos\Phi_1$  可知, PF 值由以下两个因素决定: 一是输入基波电压与输入基波电流的相位差  $\Phi_1$ , 二是输入电流的波形畸变因数  $\gamma$ 。

(1) 相控整流电路。对于常见相控整流电路, 其基波电压和基波电流的位移因数如表 3-5 所示。

表 3-5 常见相控整流电路基波电压和基波电流的位移因数

电路形式	单相电路	三相电路	12 相电路
基波电压和基波电流的位移因数	0.911	0.949	0.986

功率因数低的主要原因是基波电压和基波电流受位移因数  $\cos\Phi_1$  的影响, 即受可控硅控制角  $\alpha$  影响, 使电流滞后于电压,  $\cos\Phi_1 < 1$ 。改善功率因数的措施, 一般是在负载端并联一个性质相反的电抗元件。若电网呈感性, 通常采用电容补偿的方法。

(2) 开关整流电路。对开关整流电路而言, AC/DC 前端通常由桥式整流器和大容量滤波电容器组成, 如图 3-55 所示。在这种电路中, 只有当线路的峰值电压大于滤波电容两端的电压时, 整流元件中才有电流流过, 如图 3-56 所示。输入电流  $i$  呈尖脉冲形式 ( $u$  为输入电压), 且产生一系列奇次谐波 (如图 3-57 所示), 致使功率因数降低, 为 0.6 ~ 0.7。所以, 对开关整流电路而言, 不良功率因数主要源于电流波形的畸变。

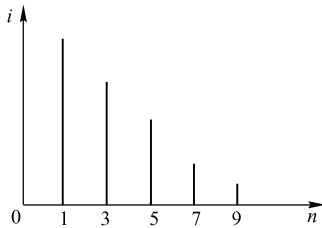
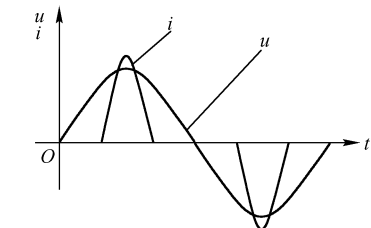
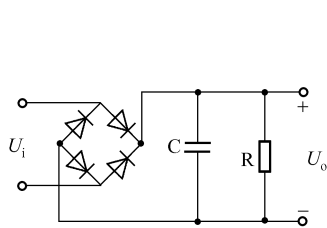


图 3-55 AC/DC 前端电路图

图 3-56 输入电压与整流二极管波形图

图 3-57 输出谐波分量图

## 2. 功率因数校正的基本原理

功率因数校正电路 (Power Factor Corrector, PFC) 基本上是一个 AC/DC 变换器。一个标准的变换器利用脉冲波宽度调变器 (Pulse Width Modulation, PWM) 来调整输入功率的大小, 以供应适当的负载所需的功率, 脉冲波宽度调变器控制切换开关 (通常利用 Power MOSFET 来达成) 将 DC 输入电压切成一串电压脉冲波, 随后利用变压器和快速二极管将其转成平滑的 DC 电压输出, 这个输出电压随即与一个参考电压 (这个电压是电源供应器应



该输出的标准电压值) 做比较, 所产生的电压差回馈至 PWM 控制器, 利用这个误差电压信号来改变脉冲波宽度的大小。如果输出电压过高, 脉冲波宽度会减小, 进而使输出电压降低, 以使输出电压恢复至正常输出值。

PFC 也是利用这个方法, 但是加入了一个更先进的元件使得来自 AC 电源的电流是一个正弦波并且与 AC 电压同相位, 此时误差电压信号的调变是由 AC 电压和输出电压的变化来控制的, 最后误差电压信号回馈至 PWM 控制器。也就是说, 当 AC 电压较高时 PFC 电路就从 AC 电源吸取较多的功率; 反之, 若 AC 电压较低, 则吸取较少的功率, 如此可以减少 AC 电流的谐波产生。

### 3. PFC 技术的分类

#### 1) 功率因数校正电路的分类

根据电网供电方式, 功率因数校正电路可分为单相 PFC 电路和三相 PFC 电路; 根据电路构成可分为无源 PFC 电路和有源 PFC 电路。

#### 2) 有源功率因数校正技术的分类

有源功率因数校正技术有多种分类方法, 一般认为有两种基本的有源功率因数校正技术, 其中一种是变换器工作在连续导电模式的“乘法器”型 (Multiplier), 另一种是变换器工作在不连续导电模式的“电压跟随器”型 (Voltage Follower)。实际上还有磁放大 PFC 技术、三电平 PFC 技术和不连续电容电压模式 (DCVM) PFC 技术等。

乘法器 PFC 技术的基本原理是 Boost 变换器工作在连续导电模式, 其电感电流就是输入电流。电感电流被采样并被控制, 其幅值与输入电压同相位的正弦参考信号成正比, 从而达到功率因数校正的目的; 乘法器型 PFC 电路还可以根据输出电压反馈信号, 利用一个乘法器电路来控制正弦参考电流信号, 从而获得可调整的输出电压。有关乘法器型 PFC 技术的控制方式可分为三种: 常频控制 (Constant-frequency Control)、常误差带控制 (Constant-tolerance-band Control) 和变误差带控制 (Variable-tolerance-band Control)。

基本电压跟随器型 PFC 电路中的变换器工作在不连续导电模式, 开关 S 由输出电压误差信号控制, 开关周期为常数。由于峰值电感电流基本上正比于输入电压, 因此输入电流波形自然地随输入电压波形。

事实上, 对于不同的变换器结构, 输入电流波形会出现不同程度的畸变, 但这对输入功率因数的影响并不明显。与乘法器型 PFC 电路相比, 电压跟随器型 PFC 电路的控制简单, 仅需要一个输出电压控制开关。因此, 多数现有的开关电源 PWM 控制用集成电路均可作为电压跟随器型 PFC 电路的控制器。而且, 变换器工作在不连续导电模式下, 就避免了 Boost 变换器中因输出二极管反向恢复电流而带来的问题。

电压跟随器型 PFC 技术的一个缺点是其输入电流波形为脉动三角波。因此其前端需添加一个小容量的滤波电容 (或 LC 低通滤波器) 以滤除高频纹波。另一个缺点是其较高的开关峰值电流会带来较大的开关关断损失。

从软开关特性来划分, 有源 PFC 电路可分为两类: 即零电流开关 (Zero Current Switching) PFC 技术和零电压开关 (Zero Voltage Switching) PFC 技术。按实现软开关的具体方法, 每一种 PFC 技术还可以进一步划分为并联谐振型、串联谐振型及准谐振型。



从控制方法来分,有源功率因数校正可以采用脉宽调制(PWM)、频率调制(FM)、单环电压反馈控制、双环电流模式控制、数字控制、滑模(Sliding Mode)控制、单周期(One Cycle)控制,以及其他各种控制方法。

从拓扑结构上划分,有源功率因数校正电路可分为预调整器型(Preregulator)PFC电路和单级组合PFC变换器两种形式,后者被认为是较理想的有源功率因数校正电路结构。

#### 4. 常用功率因数校正方法

目前已广泛使用的改善功率因数的方法主要有以下几种。

① 多脉冲整流。它的基本原理是利用变压器对各次不同谐波电流移相,使奇次谐波在变压器次级相互叠加而抵消。这种方法在变压器的负载平衡情况下,对减小输入端的低次谐波是有效的。

② 无源滤波法。无源滤波器是在电路的整流器和电容之间串联一个滤波电感,或在交流侧接入谐振滤波器。其主要优点是:简单、成本低、可靠性高、EMI小。主要缺点是:体积、重量大,难以得到高功率因数(一般可提高到0.9左右),工作性能与频率、负载变化及输入电压有关,电感和电容间有大的充放电电流等。这种方法对抑制高次谐波有效,但滤波设备庞大,而且运行情况受系统阻抗的影响,若不使用调谐电抗器,很可能会与系统电抗产生并联谐振。但由于结构简单,目前还常使用。

③ 有源功率因数校正(Active Power Factor Correction, APFC)法。它直接采用有源开关或AC/DC变换技术,使输入电流成为和电网电压同相位的正弦波。在整流器和负载之间接入一个DC/DC开关变换器,应用电流反馈技术,使输入端电流 $i_i$ 波形跟踪交流输入正弦电压波形,使电网输入端的电流波形逼近正弦波,并与输入的电网电压同相位。主要优点是:可得到较高的功率因数,总谐波畸变THD小,可在较宽输入电压范围和宽带下工作,体积、重量小,输出电压也可保持恒定。主要缺点是:电路复杂,MTBF(平均无故障时间)下降,成本较高,效率会有所降低等。

综上所述,只要设法抑制输入电流中的谐波分量,即通过电路方法,将输入电流波形校正为或使其无限接近正弦波,即可实现功率因数校正。有很多的电路方式可以实现这一目的,比如在电路中加入一个大电感,如图3-58所示,使整流管的导通角变大。这种方法虽然简单,价格低,但存在体积大,重量大,且效果不好(PF小于80%)等缺点。

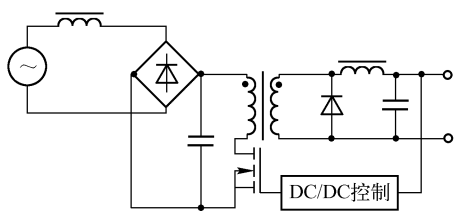


图 3-58 扼流圈输入型电路

#### 5. 功率因数校正电路的结构形式

功率因数校正电路(PFC)分为有源和无源两种。无源校正电路通常由大容量的电感、电容和工作于工频电源的整流器组成。有源校正电路往往工作于高频开关状态,它们的体积小、重量轻,比无源校正电路效率高。图3-59是功率因数校正电路的三种不同结构形式。不同的结构形式各有其特点,见表3-6。

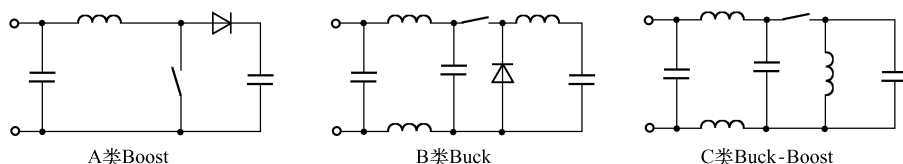


图 3-59 功率因数校正电路的三种不同结构形式

表 3-6 三种功率因数校正电路的特点

结构形式	A 类	B 类	C 类
功率因数	高	低	高
$U_o$ 与 $U_i$ 的关系	$U_o \geq U_i$	$U_o \leq U_i$	$U_o$ 为任意值
滤波电路体积	小	大	大
短路保护	无	有	有
开关电压	等于 $U_o$	等于 $U_i$	等于 $U_i + U_o$
门极驱动信号	接地	浮地	浮地

Boost 电路简单, 实现成本低, 是应用最广泛的功率因数校正电路。除了上述特点以外, 与整流桥串联的电感能减小高频噪声, 减小输入滤波器的体积, 降低成本。

Boost 拓扑结构的功率因数校正电路工作在连续电流模式 (也就是说, 输入端的电感电流在整个切换周期内是连续导通的), 利用输入电容  $C_i$  可减少切换时所造成的杂讯回流至 AC 电源。此外, Boost 电感只储存一小部分的转换能量 (因为 AC 电源在电感去磁期间, 也就是 MOSFET 在 OFF 期间, 仍持续供给能量), 所以与其他拓扑结构相比, Boost 拓扑结构只需较小的电感。

## 6. 无源 PFC 校正电路

单相整流电路功率因数的无源校正技术是在整流电路中用 LC 滤波器来增大整流桥导通角, 从而降低电流谐波提高功率因数。无源功率因数校正由于采用电感、电容、二极管等元器件代替了价格较高的有源器件, 因而使开关电源的成本降低。虽然采用无源功率因数校正电路所得到的功率因数不如有源功率因数电路高, 但仍然能使电路的功率因数提高到 0.7 ~ 0.8, 电流谐波含量降到 40% 以下。因而这种技术在中小容量的电子设备中被广泛采用。

但无源功率因数校正还存在着诸如波峰系数与谐波含量较高等技术问题, 仍需进一步改进。无源 PFC 电路同时作为一种整流电路的前端滤波器工作在工频 (50 ~ 60 Hz) 状态, 使用的电容和铁芯电感处于工频低通或带通状态, 因而滤波器体积和重量比较庞大。

### 1) 充电泵电路

图 3-60 所示为一个不含无源 PFC 的标准型电源电路的输入电压  $V_m$  和输入电流  $I_m$  波形。 $I_m$  只在  $V_m$  为正最大和负最大的一小段时间内流通, 在这些时间以外,  $I_m$  为零, 这是因为此时的正弦电压输入值小于滤波电容上的电压, 导致整流二极管不导通。

为了在图 3-60 中获得一个形似  $I_{mp}$  的电流, 引入充电泵的概念。引入充电泵的作用就是能够让输入电流从低压端流向高压端。图 3-61 所示为一个简单的充电泵电路。图中电容 C1 受直流电压  $V_1$  充电, 电容 C2 则受直流电压  $V_2$  充电。 $V_1$  小于  $V_2$ , 在  $V_1$  和  $V_2$  之间的充电

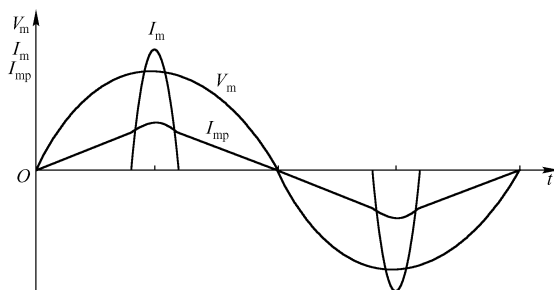


图 3-60 标准型电源电路的输入电压和输入电流波形

泵电路是由两个二极管 VD1 和 VD2 及电容 C3 组成的, 电容 C3 相对于 C1 和 C2 都较小, 从电压源  $V_3$  进来的脉冲通过电容 C3 后加到 VD1 和 VD2 的连接点上。如果脉冲  $V_3$  的幅度大于差值 ( $V_2 - V_1$ ), 那么就有可能让电流  $I_1$  从较低的  $V_1$  流向较高的  $V_2$ 。在每一周期内通过电容 C3 上的电荷  $Q_3$  为:

$$Q_3 = C_3 \times (V_3 - (V_2 - V_1)) = C_3 \times (V_3 + V_1 - V_2) \quad (3-17)$$

假设  $V_3$  的脉冲频率为  $f_3$ , 则充电泵的电流  $I_1$  为:

$$I_1 = C_3 \times f_3 \times (V_3 - V_2 + V_1) \quad (3-18)$$

如果电压  $V_1$  不是 DC 电压而是一个已整流的脉动电压, 并且如果  $V_3 = V_2$ , 则由式 (3-18) 可知电流  $I_1$  会是一个正弦波。

图 3-62 所示为基于 TDA16846 的反激式标准型开关电源电路, 它含有一个常规的 RCD 缓冲电路, 用于消除开关管 T 漏极上的电压过冲。其实这个 RCD 缓冲电路完全可以用图 3-63 中的一个由电感 L、电容 C 及二极管 VD 组成的充电泵电路所代替。这个充电泵电路是插入在桥式整流器 (BR) 与初级电容 CP 的正极和开关晶体管 T 漏极之间的。桥式整流器 BR 代替了图 3-61 中的二极管 VD1, 电感 L 的放入是为了避免开关管 T 导通后由  $V_{mr}$  产生大幅度电流脉冲对电容 C 充电。图 3-61 中的脉冲电压源  $V_3$  现在由开关管漏极电压  $V_1$  代替。由于充电泵电路不仅具有 PFC 功能而且兼有缓冲器功能, 因此图 3-62 中的 RCD 缓冲电路不再需要。

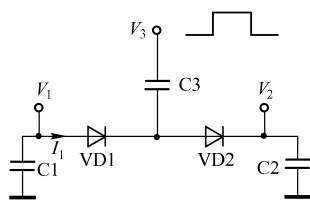


图 3-61 充电泵电路

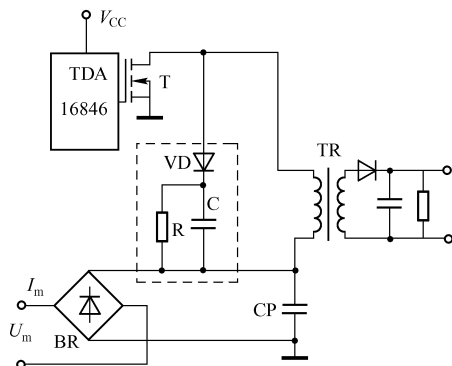


图 3-62 基于 TDA16846 的反激式标准型开关电源电路

这个充电泵可以阻止开关变压器由充磁突变到消磁的过程中, 由于  $I_p$  的不连续而产生的低频干扰。因为当开关管截止, 变压器的消磁过程开始时, 二极管 VD 导通,  $I_p$  可通过  $I_p \rightarrow C$

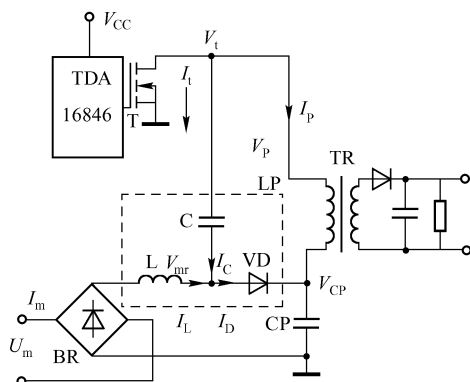


图 3-63 PFC 充电泵电路

形成一个 LC 振荡回路，保持了 LP 流通瞬时的连续性，这使得所生成的寄生干扰信号在频率和幅值上都大为下降，而且由于没有电阻成分参与，所以原则上不会损失能量。相比于原有的 RCD 缓冲器，其电源的转换效率将有所提高。图 3-64 所示的工作波形详细地描述了 PFC 充电泵电路的原理和功能。假定输入 AC 电压为 230 V，在  $t_0$  时刻开关管 T 受 TDA16846 的控制而导通。漏极电压  $V_t$  由约 600 V 降到 0 V。由于初级电感 LP 的存在，初级电流  $I_p$  开始直线性上升。 $V_t$  的跳变同时通过电容 C 传送到 L 和 VD 之间的连接点上（如图 3-63 所示），所以电压  $V_p$  从 400 V 降到接近 200 V。由于负的  $V_p$  电压，流过扼流圈 L 上的电流  $I_L$  会逐步上升，并向电容 C 充电，这使  $V_p$  在  $t_0$ 、 $t_1$  期间有类似形状的少许爬升。这时二极管 VD 是截止的，即  $I_D = 0$ 。

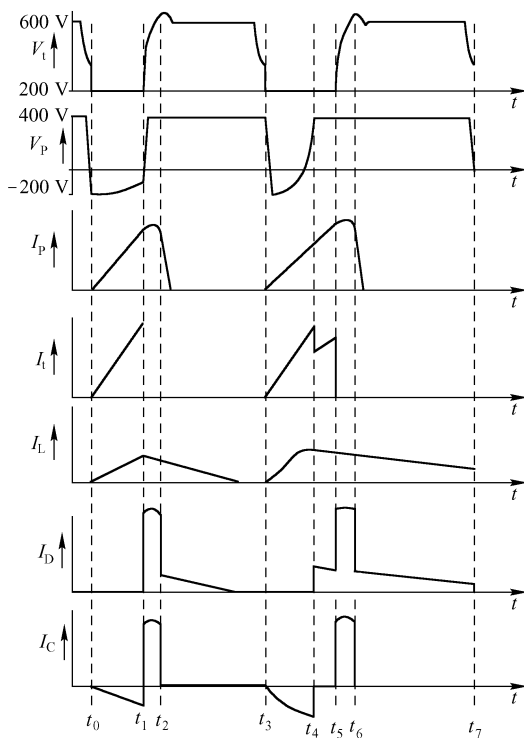


图 3-64 PFC 充电泵电路的电压和电流波形

当开关变压器和扼流圈  $L$  的充磁阶段在  $t_1$  时刻完成之后, 开关管  $T$  受 TDA16846 的控制转为截止, 漏极电流  $I_t = 0$ 。电压  $V_t$  及  $V_p$  将急剧上升直到  $V_p = V_{CP}$  (400V)。此后  $V_t$  改为缓慢地爬升, 而  $V_p$  则保持在  $V_{CP}$  电平上不变。与此同时电流  $I_L$  (它早先是向电容器充电的) 改为经过二极管  $VD$  流进电容  $CP$  中。这使蕴涵在  $L$  中的能量转移到  $CP$  中。利用这个原理, 就使输入电流从较低的  $V_{mr}$  流向电容  $CP$  上较高的  $V_{CP}$ 。

从  $t_1$  开始, 由于二极管  $VD$  的导通,  $LP$  与  $C$  就形成一个回路, 初级电流  $I_p$  将流过  $LP$ 、 $C$  和二极管  $VD$ , 一直到时间  $t_2$ 。而在  $t_2$  时刻, 次级二极管开始导通, 变压器开始向次级绕组释放磁能。在  $t_2 \sim t_3$  的释放磁能阶段, 初级电流  $I_p$  很快下降为 0, 而扼流圈  $L$  的电流  $I_L$  则逐步下降。但电压  $V_p$  仍保持在  $V_{CP}$  值上。从图 3-64 可知, 当开关管的导通时间  $t_{on}$  越长, 则  $I_L$  峰值越大, 而  $t_{on}$  是随着次级负载的加大及输入电网电压的减小而加大的。流入 PFC 充电泵电路的电流也会相应加大。但这不必担心扼流圈  $L$  的磁芯会达到饱和。因为  $I_L$  的最大值总是受限制于电容  $C$  上的充电电流  $I_C$ 。图 3-64 同时画出 PFC 充电泵电路的下一个周期波形。此种波形通常会发生在输入 AC 电压为最大值时刻。此时  $V_p$  在导通期  $t_3 \sim t_5$  内上升。但在中途  $t_4$  处已达到固定值  $V_{CP}$ 。所以  $I_C$  在时刻  $t_4$  上变为 0, 而漏极电流  $I_t$  会有两个极大值。这是因为在  $t_3 \sim t_4$  期间,  $I_t$  为  $I_p$  和  $-I_C$  之和, 而  $t_4$  以后则  $I_t$  完全由  $I_p$  独自提供。在此种波形中,  $I_L$  不再周期性地返回到零值。

采用 PFC 充电泵电路的一大优点就是它的简单性和容易设计。事实上选择合适的  $L$ 、 $C$  参数组合就能很快地把一个普通开关电源转换成 PFC 型。

### 2) 典型无源功率因数校正电路

图 3-65 所示为一典型无源滤波型 PFC 电路的输入电路拓扑结构。PFC 滤波电路通常和 EMI 滤波电路结合起来设计。图中  $L_{cm}$  和  $C_{cm}$  构成电磁干扰共模抑制电路,  $L_{dm}$  和  $C_{dm}$  构成电磁干扰差模抑制电路。无源滤波电路由  $L_p$  和  $C_p$  组成, 置于桥式整流电路的输入端。当电网中有谐波侵入时, 适当地选择  $L$ 、 $C$  的参数, 可防止高频电路产生的大量高次谐波进入电网, 也可阻止电网谐波进入整流电路。通常差模滤波电路的传递函数特性与 PFC 滤波电路相似, 因而电路可简化为图 3-66。

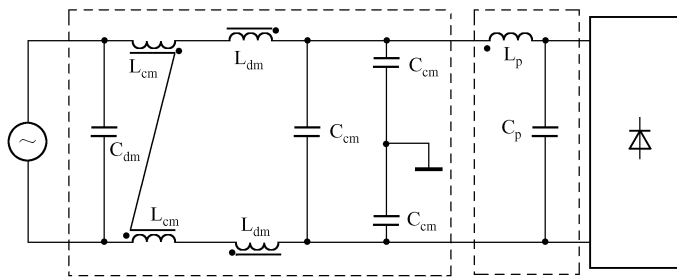


图 3-65 典型无源滤波型 PFC 电路的输入电路拓扑结构

### 3) 改进型无源 PFC 电路

改进型无源 PFC 电路在无源功率因数校正的基础上采用了一种新颖的辅助电路来减小滤波器的体积及重量, 同时进一步提高功率因数, 减小电流谐波。辅助电路采用了小信号二极管和小容量的电容来实现。电路结构如图 3-67 所示。

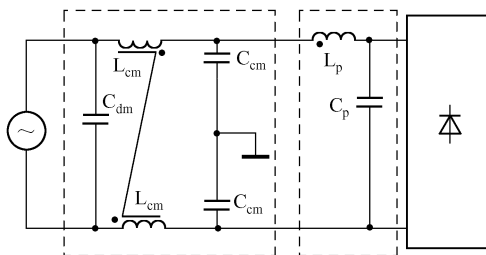


图 3-66 简化无源滤波型 PFC 电路的输入电路拓扑结构

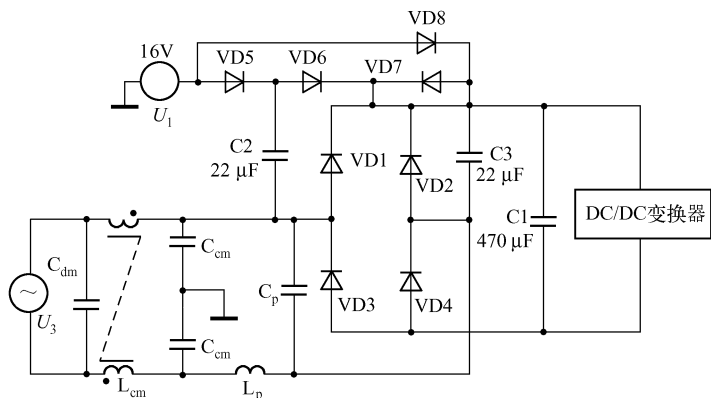


图 3-67 无源功率因数校正电路拓扑结构

辅助电路由 VD5 ~ VD8, C2 ~ C3 组成。VD5、VD8 的阳极接 +16 V 的电压给电容 C2、C3 充电。工作波形如图 3-68 所示, 图中  $U_3$  为输入正弦电压波形,  $U_{C1}$  为整流后的滤波电容电压;  $i_i$  为输入电流波形。当输入电压为正半波时, 电容 C3 已被充电到 16 V, 比整流桥二极管 VD1 阳极电压高出 16 V, 随着输入电压的升高, 二极管 VD7 阳极电压首先达到滤波电容 C1 上的电压而导通, 电容 C3 放电, 然后整流桥导通, C3 放电完毕二极管 VD7 自动关断。同理, 当输入电压进入负半波时, 电容 C2 及辅助二极管 VD5 进行充、放电使得整个工频周期内的二极管导通角增大, 从而提高功率因数并降低总谐波畸变。C2、C3 电压波形及 VD5、VD7 电流波形如图 3-68 所示。

可以采用工程法计算二极管的导通角及流过辅助二极管的电流峰值。整流桥后的滤波电容为:

$$C_i = \frac{I_{i-av(max)}}{V_{ripple}} t_{off} \quad (3-19)$$

式中  $t_{off}$  ——半个工频周期内整流桥关断时间, 取为 6 ms;

$I_{i-av(max)}$  ——输入最大平均电流, 根据电路设计, 取为 0.8 A;

$V_{ripple}$  ——滤波电容上的电压纹波。

由输出功率得到滤波电容值为 240  $\mu$ F, 代入式 (3-19) 可得滤波电容上的电压纹波  $V_{ripple} = 20$  V。

设辅助二极管导通时间为  $t_1$ , 整流桥导通时间为  $t_2$ , 则有

$$V_m \sin t_1 = V_m - V_{ripple} - U_{C2} \quad (3-20)$$

$$V_m \sin t_2 = V_m - V_{ripple} \quad (3-21)$$

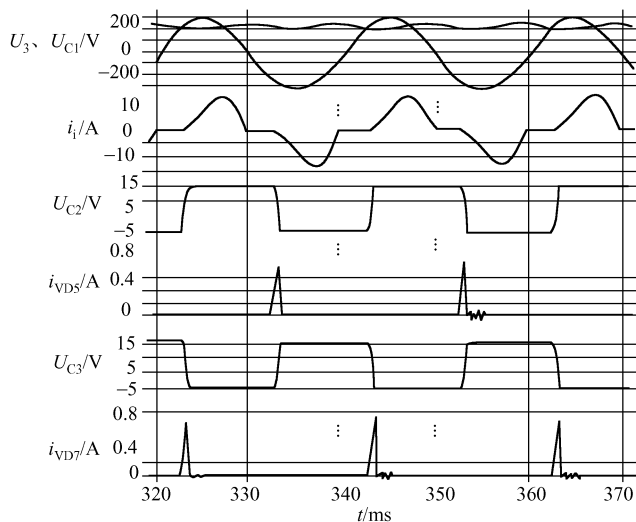


图 3-68 电路工作波形图

则可得到所增大的导通时间  $\Delta t$  为:

$$\Delta t = t_2 - t_1 \tag{3-22}$$

代入  $V_m = 310\text{ V}$ , 可得  $\Delta t = 0.4\text{ ms}$  (对于工频  $50\text{ Hz}$  相当增加导通角  $7.2^\circ$ )。导通期间电流峰值由电容  $C_2$ 、 $C_3$  值的大小和负载大小情况决定, 因而  $C_2$ 、 $C_3$  一般选取较小, 以保证无论负载如何变化, 电容电荷都会在整流二极管导通后迅速释放。这里  $C_2$ 、 $C_3$  取  $22\text{ }\mu\text{F}$ 。

若为  $150\text{ W}$  双管正激电路, 电路有 5 路输出:  $12\text{ V}$ ,  $-12\text{ V}$ ,  $5\text{ V}$ ,  $+5\text{ V (sb)}$ ,  $3.3\text{ V}$  [“ $+5\text{ V (sb)}$ ”是一个电源管理功能, 称为 StandBy, 它可以让操作系统直接对电源进行管理。电源的“ $+5\text{ V (sb)}$ ”可以不间断地供应给电子设备主控制板一个非常微小的  $10\text{ mA}$  电流, 使计算机总处于待机状态, 从而实现远程开关机的功能]。电路采用 SiMatrix 仿真软件对输入电流进行傅里叶分解, 得到的电流谐波如图 3-69 所示, 图中波形①为传统的无源滤波型功率因数校正电路的电流分解图, 波形②为改进型无源滤波电流分解图。由图可知, 波形①含有较大成分的 2 次、4 次等谐波, 而波形②不仅消除了偶次谐波, 而且 3 次、5 次等奇次谐波也有不同程度的降低。因而功率因数有所提高, 总谐波畸变有较大降低。

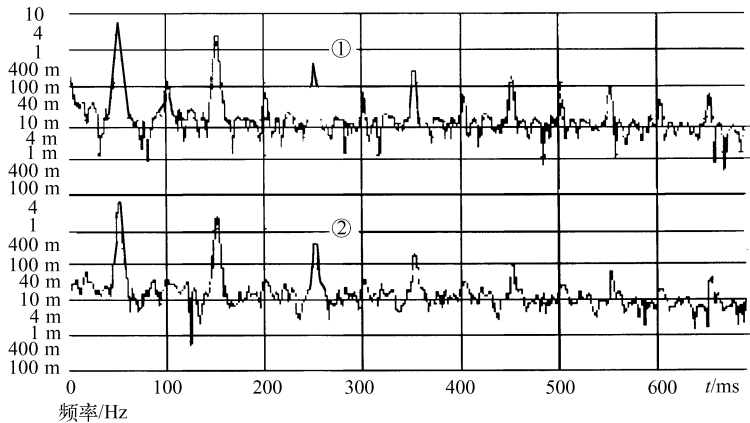


图 3-69 输入电流谐波分布对比图

实验电路的功率因数及谐波成分的测量采用的是基于 HP I/O 库建立的虚拟仪器测试平台。该测试平台采用 IEEE—488GPIB 标准,测量仪器通过数据采集卡将测量的数据传给计算机,然后由控制软件进行分析处理,得到详细而精确的测量结果。功率因数采用 HP 交流电源分析仪图形界面 (HP AC Source GUI) 测量;谐波分布采用 HP 谐波及闪烁测试系统 (Harmonic Flicker Test System) 测量。图 3-70 及图 3-71 为采用虚拟实验平台测得的电压、电流波形及电流的谐波成分图。实验条件为输入电压 220 V,各路输出电流 2 A,输出功率为 75 W。

图 3-70 为典型的 LC 滤波型电路电压、电流波形,其功率因数为 0.75, THD 为 62%。其奇次谐波都低于 IEC1000-3-2 CLASSD 标准,但裕度较小,且含有较高的偶次谐波。

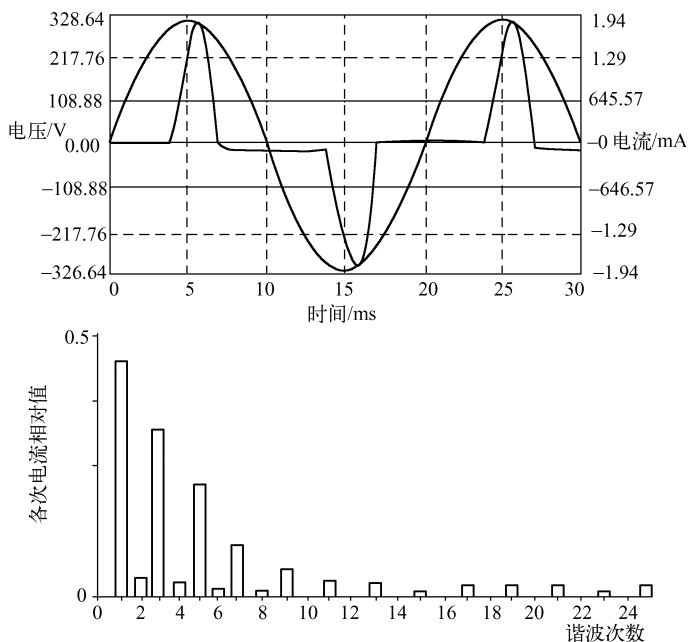


图 3-70 传统无源 PFC 电路输入电压、电流及谐波电流图

图 3-71 为改进型滤波电路电压、电流波形,其功率因数提高至 0.79, THD 为 57%,虽然奇次谐波降低不多,但提高了谐波裕度,同时基本消除了偶次谐波。

采用辅助电路改善无源功率因数校正电路的方法,并通过并联电容充放电来增大整流电路二极管的导通角,从而提高功率因数及减小电流谐波成分,特别是消除无源功率因数校正电路中存在的偶次谐波问题,使得电路能更好地满足 IEC1000-3-2 标准,具有较高的实用价值。

#### 4) 新型单相无源 PFC 整流器的电路拓扑

无源功率因数校正不产生电磁干扰,但体积大、重量大。一些简单无源功率因数校正电路(例如,LC 滤波器的基本单相整流器和 LCD 滤波器电路)是非常经济的,因此它们应用在许多低成本的电力电子设备中。如果它们的体积能够进一步减小,无源功率因数校正技术将有广阔的应用前景。



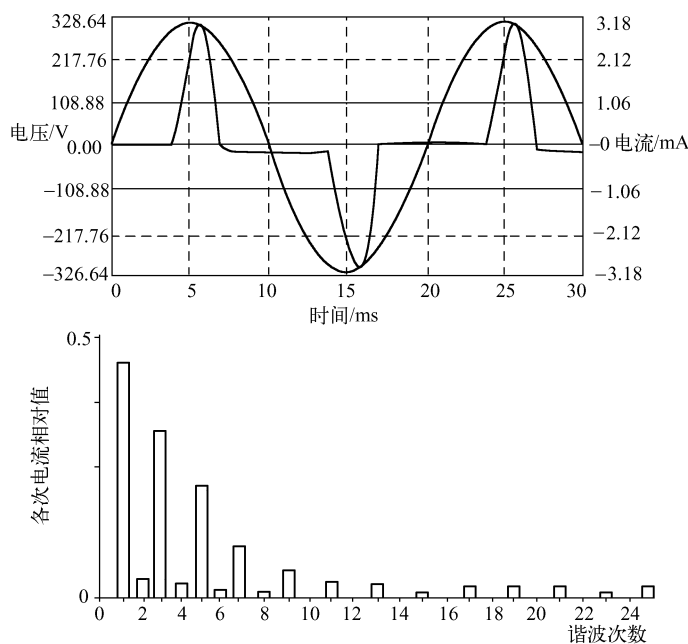


图 3-71 改进型无源 PFC 电路输入电压、电流及谐波电流图

为满足新版电磁兼容标准的要求，提出了一种新的无源功率因数校正电路。这种电路减小了基本 LC 滤波器的滤波电感，相应地降低了成本，同时新电路也取得了高的功率因数。

### (1) 新电路拓扑和工作原理。

典型的无源 PFC 电路就是利用电容、二极管网络构成的填谷 (Valley Fill) 方式 PFC 整流电路，其基本结构如图 3-72 (a) 所示。当输入电压高于 C1 和 C2 上的电压时，两个电容处于串联充电状态；当输入电压低于电容 C1 和 C2 上的电压时，两个电容处于关联放电状态。由于电容和二极管网络的串并联特性，因此这种结构增大了二极管的导通角，从而使输入电流的波形得到改善。用一个电阻或电感与二极管 VD2 串联可进一步改善输入电流波形，这种无源功率因数校正方法可使功率因数达到 0.9 以上。这种方式虽然能够获得较高的输入功率因数，却不能很好地抑制输入电流的谐波含量。

图 3-72 (b) 为提出的新型无源功率因数校正电路。这个电路称为 TLC 整流器，由传统的 LC 滤波器电路附加一个抽头电感、一个小电容和一个二极管构成。

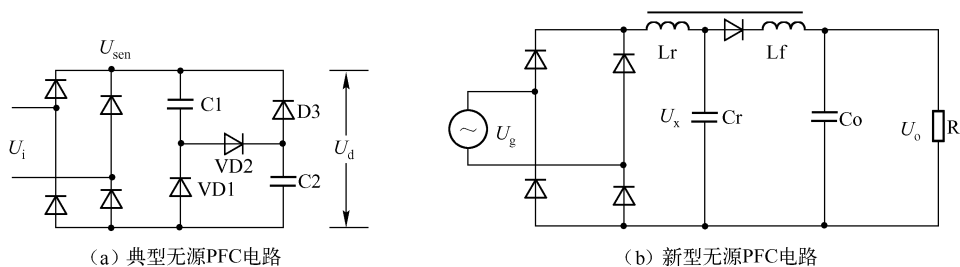


图 3-72 无源 PFC 电路

图3-73给出了电路的主要波形。这些波形由PSPICE仿真获得。下面分析工作波形，将其划分为四个时间段。

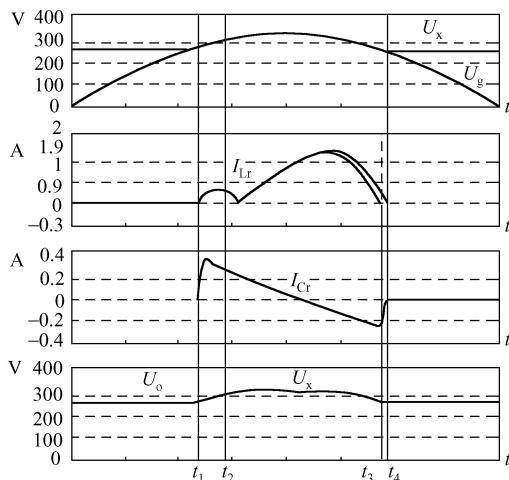


图3-73 电路关键波形

$t_1$  时刻：当瞬态电源电压  $U_g$  升到谐振支路电压  $U_x$  时，谐振电路开始导通。这个时间段，扼流电感没有电流流过。

$t_2$  时刻：当瞬态电源电压  $U_g$  升到输出电容电压时，电流开始通过扼流电感。

$t_3$  时刻：流过谐振支路和扼流电感的电流同时开始减小，输入电流也开始减小到零。

$t_4$  时刻：流过谐振支路和扼流电感的电流同时减小到零。这个期间，TLC 电路的任何元件都没有流过电流，只有输入电容提供给负载能量。

TLC 整流器与基本 LC 滤波器主要的差别是，由谐振支路产生的附加电流分量，在两个方面改变了输入电流波形：一是降低低次谐波分量；二是减小电流峰值。

但是必须提出的是，由于上述情况，电路也将同时输入电流高次谐波分量。

LC 滤波器电路的扼流电感设计主要决定于电流低次谐波分量，而且主要是三次谐波电流限制规定。根据提出的 TLC 整流电路，可以减少输入电流低次谐波分量，相应地，可以设计更小和更低成本的电感来满足电磁兼容标准。

## (2) 设计分析。

功率因数校正电路参数的设计取决于设计的目标。主要的目标是以最低的成本来满足电磁兼容标准 IEC1000-3-2，实现高性能价格比。

由图3-72 电路可知，输入电流波形受两个因素影响：直流侧扼流电感和附加谐振电路。考虑到输入电流波形是由两个非线性电路叠加获得的，写出相关电路变量的数学表达式是困难的。然而，可通过 OrCAD PSPICE 软件仿真获得输入电流的波形。因此，通过仿真可以获得各种功率水平满足电磁兼容标准的电路电感值和电容值。需要说明的是，输出电容也对输入电流波形有重要的影响。但它的值由传统 AC/DC 变换器的保持时间所决定（如10 ms 或20 ms）。

满足电磁兼容标准的最小扼流电感与输出功率的函数关系如图3-74 所示。通过下面分析，优化设计图3-72 电路，可以减小最小扼流电感值。在图3-72 电路中，附加了谐

谐振电路支路和二极管。根据实际分析,如果改变谐振电路参数,输入电流波形也相应地

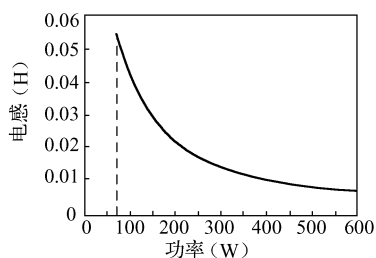


图 3-74 最小扼流电感与输出功率的函数关系

改变。合理设计选择谐振电路参数,输入电流的低次谐波分量将减少,尤其是三次谐波分量。而扼流电感的尺寸大小主要由三次谐波决定。然而谐振电路支路的存在也同时增加高次电流谐波分量,所以为了以最低成本,也就是最小电感尺寸满足电磁兼容标准,必须要在设计中取得高次谐波与低次谐波的平衡。谐振电路的谐振电容太小(如  $0\ \mu\text{F}$ )或太大( $14.7\ \mu\text{F}$ )时,功率因数校正整流器不能满足电磁兼容标准,因为某些高次电流谐波分量超过 D 类电流谐波限制规定。所以须设计适中的谐振电容(如  $4.7\ \mu\text{F}$ )。

由上述分析可以知道,必须合理设计谐振电路才能使扼流电感尺寸比原有基本 LC 滤波器电路的小。在这样的情况下,输入电流谐波低次分量小于电磁兼容标准给出的规定,而高次谐波分量又没有增加许多。这种设计分析方法可以应用在 IEC1000-3-2 电磁兼容标准中 D 类电流谐波限制规定所有功率范围( $75 \sim 600\ \text{W}$ )的任一功率水平。本例设计 LC 滤波器的电感值为传统基本电路的一半而且满足电磁兼容标准。图 3-75 给出了计算仿真结果。从图 3-75 (a)中可以看出,满足电磁兼容标准的最小电感值是原来的一半。而在所有的应用功率范围,抽头电感的匝数比保持恒定,在本例中是 7:1。同时也计算了满足电磁兼容标准的谐振电路的电容。

图 3-75 (b) 给出了计算仿真结果。D 类电流谐波限制给出的是相对值,与应用的功率水平有关,输入电流波形在整个功率范围是非常相近的。

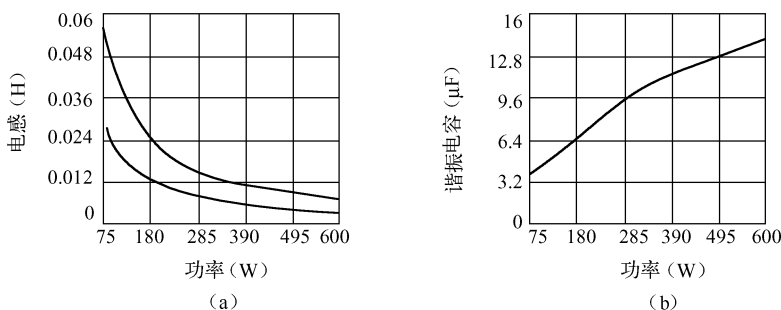


图 3-75 电感和谐振电容与功率的函数关系

## 7. APFC 电路的工作原理及分类

### 1) APFC 电路工作原理

APFC 大都采用高频 APFC 电路。该电路接在整流桥和变换器之间,其功率因数可达 0.99 以上;谐波电流分量小于 10%;输入电压可以是  $90 \sim 270\ \text{V}$ ,适用范围广、输出电压稳定、磁性元件体积小;但其电路复杂,大都采用集成电路控制。

APFC 是抑制谐波电流、提高功率因数的有效方法,工作原理图如图 3-76 所示。交流输入电压经全波整流后,再经过 DC/DC 变换,通过相应的控制使输入电流平均值自动跟随

全波整流电压基准值,并保持输出电压稳定。APFC电路有两个反馈控制环:输入电流环使DC/DC变换器输入电流与全波整流电压波形相同;输出电压环使DC/DC变换器输出端为一个直流稳压源。在APFC电路中,DC/DC变换器使输入电流与输入电压都为全波整流波形,并且相位相同。

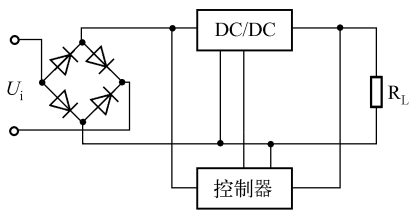


图 3-76 APFC 工作原理图

APFC电路作为前置变换器电路如图3-77所示,由高频开关VT、电感L、二极管VD、电容C及控制电路组成。其原理是:当输入交流电压过零点处时,控制电路控制VT导通,电感L流过电流而储能,然后VT关断,电感电流经二极管VD给电容C充电,将电感储能转移到电容上,接着VT再次导通、关断,如此重复。精确控制VT每次导通的时间或控制通过VT的电流,使输入电流波形跟随电压波形,从而提高功率因数,减小谐波分量。

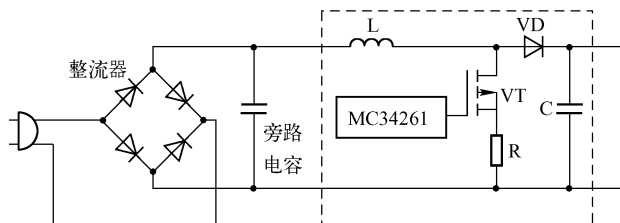


图 3-77 APFC 电路作为前置变换器

## 2) 有源功率因数校正方法分类

高频APFC技术分降压型、升压型(Boost)、降压升压型、反相型、单边主电感型、库克型(CUK),其中Boost型因其具有独特优点,实际应用最多。

### (1) 按有源功率因数校正电路结构划分。

① 降压式:因噪声大,滤波困难,功率开关管上电压应力大,控制驱动电平浮动,很少被采用。

② 升/降压式:需用两个功率开关管,有一个功率开关管的驱动控制信号浮动,电路复杂,较少采用。

③ 反激式:输出与输入隔离,输出电压可以任意选择,采用简单电压型控制,适用于150W以下功率的应用场合。

④ 升压式(Boost):简单电流型控制,PF值高,总谐波失真(THD)小,效率高,但是输出电压高于输入电压。适用于75~2000W功率范围的应用场合,应用最为广泛。升压式具有以下优点:电路中的电感L适用于电流型控制;由于升压型APFC的预调整作用在输出电容器C上保持高电压,所以电容器C体积小、储能大;在整个交流输入电压变化范围内能保持很高的功率因数;输入电流连续,并且在APFC开关瞬间输入电流小,易于EMI滤波;升压电感L能阻止快速的电压、电流瞬变,提高了电路工作可靠性。

采用UC3854可构成一种工作于平均电流的升压型(Boost)APFC电路,它的峰值开关电流近似等于输入电流,是目前使用最广泛的APFC电路。



(2) 按输入电流的控制原理划分。

① 平均电流型：工作频率固定，输入电流连续（CCM），UC3854 就工作在平均电流控制方式。平均电流型控制方式的优点是：能够进行恒频控制；工作在电感电流连续状态，开关管电流有效值小，EMI 滤波器体积小；能抑制开关噪声；输入电流波形失真小。平均电流型主要缺点是：控制电路复杂；需用乘法器和除法器；需检测电感电流；需电流控制环路。

② 滞后电流型：工作频率可变，电流达到滞后带内功率开关发生通与断操作，使输入电流上升、下降。电流波形平均值取决于电感输入电流。

③ 峰值电流型：工作频率变化，电流不连续（DCM），DCM 采用跟随器方法，具有电路简单、易于实现的优点。但存在以下缺点：功率因数和输入电压  $U_i$  与输出电压  $U_o$  的比值  $U_i/U_o$  有关，即当  $U_i$  变化时，功率因数 PF 值也将发生变化，同时输入电流波形随  $U_i/U_o$  的加大而 THD 变大；开关管的峰值电流大（在相同容量情况下，DCM 中通过开关器件的峰值电流为 CCM 的两倍），从而导致开关管损耗增加。所以在大功率 APFC 电路中，常采用 CCM 方式。

④ 电压控制型：工作频率固定，电流不连续。

### 3) APFC 主电路结构

APFC 主电路采用 DC/DC 开关变换器。其中 Boost 变换器具有电感电流连续，储能电感也作滤波器抑制 RFI 和 EMI 噪声，电流波形失真小，输出功率大，共源极工作，驱动电路简单等优点，所以使用较多。除采用 Boost 变换器外，Buck-Boost、Flyback、SEPIC、CUK 变换器都可用做 APFC 的主电路。目前使用最广泛的是 Boost 型 APFC。它的峰值开关电流近似等于输入电流，而输出电压比输入电压峰值高。同时 Boost 型 APFC 电路还具有以下优点：

- ① 输入电路中的储能电感 L 适用于电流型控制。
- ② 电容器 C 储能大、体积小。
- ③ 输入电流连续，且在输入开关瞬间峰值电流小，易于 EMI 滤波。
- ④ 输入电感 L 能抑制快速的电路瞬变，提高了电路的工作可靠性。
- ⑤ 电路输出直流电压高于输入直流电压。
- ⑥ 在整个输入电压范围内能保持很高的功率因数。

### 4) 临界断续导电模式 APFC 电路

(1) 几种工作模式的比较。

有源功率因数校正（APFC）是抑制电力电子装置对电网谐波污染的最有效的措施，根据电感电流是否连续，APFC 电路的工作模式分为连续导电模式（CCM）、断续导电模式（DCM）和介于两者之间的临界断续导电模式（DCM boundary）。

在 CCM 工作模式下，输入电流及输出电压纹波都比较小，但控制较复杂，开关损耗较大，制作成本也比较高。这种导电模式一般适用于大功率、大电流的产品。

DCM 技术有很明显的缺点，输入电流纹波比较大，因而开关的损耗很大，使开关的使用寿命降低；输出电压的纹波也比较大，对负载有一定的影响。因此它一般只适合对功率因数要求不高、功率较小的场合。

临界断续导电模式（DCM Boundary）下电感电压和电流波形如图3-78所示，通过加入相应的控制电路，使得输入电流的峰值随正弦波的变化而变化，其功率因数可以非常高，可达到 95%。与前两者相比，临界断续导电模式也有其自身的特点：与 CCM 技术相比，它的

输入电流、输出电压的纹波比较大,因而对开关的冲击较大,同时开关的导通损耗也比较大,但它的电路结构比较简单,比较容易控制,成本也比较低;与DCM技术相比,它的输入电流、输出电压的纹波比较小,功率因数也比较高,但电路结构要复杂些,控制也相对较复杂,成本也相对比较高。

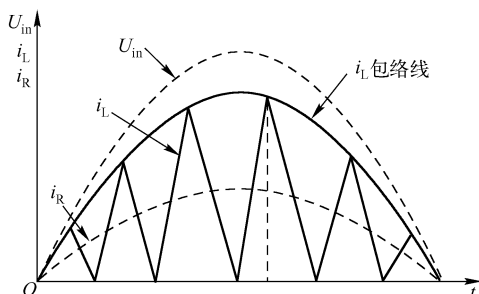


图 3-78 临界断续导电模式下电感电压和电流波形

## (2) 临界断续导电模式功率因数校正的基本原理。

临界断续导电模式是一种固定导通时间的功率因数校正模式,采用 Boost 型拓扑实现这种电路的基本原理图如图 3-79 所示。它的主要特点是:采用固定导通时间控制方法,会使峰值电感电流包络线跟随 AC 输入电压  $U_{in}$  的变化轨迹,根据几何学上的关系,平均输入电流  $I_{in}$  等于峰值三角形电感电流的一半。随着前一个周期的结束,ZCS(零电流软开关控制技术)迫使一个新周期的开始。

由于电感电流回落到零后没有死区时间存在,因而导致输入电流  $i_{in}$  连续流动,并按正弦规律跟踪 AC 输入电压  $U_{in}$  的瞬时变化轨迹,从而使线路功率因数趋于 1。

流过  $L$  的电流,即桥式整流器的输出电流,实际上也代表桥式整流器的输入电流  $i_{in}$ 。图 3-78 为电感  $L$  电流  $i_L(t)$  波形示意图。由图 3-78 可知,电感电流成三角波。在开关导通期间,电感电流从 0 沿向上的斜坡增加到峰值;在开关关断期间,电感电流从峰值沿斜坡下降到 0。只要电感电流一跌落到 0,下一个开关周期就开始。电感峰值电流  $I_{LP}$  总是为平均输入电流的 2 倍。

$$I_{inP} = I_{LP}/2 \quad (3-23)$$

式中  $I_{inP}$ ——平均输入电流;

$I_{LP}$ ——在 AC 输入电压上的电感峰值电流。

最大峰值交流输入电流  $I_{inPmax}$  由下式决定:

$$I_{inPmax} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta U_{acL}} \quad (3-24)$$

式中  $P_o$ ——APFC 预调整器输出功率 (W);

$\eta$ ——变换器效率;

$U_{acL}$ ——最低交流输入电压有效值 (V)。

变换器的电感量可用式 (3-25) 近似确定:

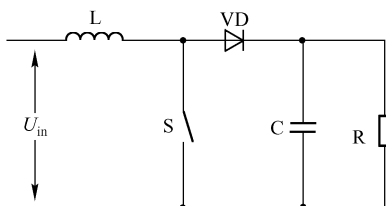


图 3-79 Boost 型电路基本原理图

$$L = \frac{T_s \left( \frac{U_o}{\sqrt{2}} - U_{acL} \right) U_{acL}^2}{\sqrt{2} U_o P_o} \quad (3-25)$$

式中  $T_s$ ——开关的工作周期(s),  $T_s = 1/f_s$ , 取中值;

$U_o$ ——APFC 预调整器输出电压 (V)。

### 5) 不使用专用集成电路的 APFC 电路

#### (1) 利用自振荡半桥 PWM 驱动器设计的 APFC 电路。

在某些自振荡半桥 PWM 驱动器电路中, 可以利用 PWM 驱动器输出固定频率的脉冲来做 APFC 控制。利用自振荡 PWM 驱动器输出波形控制的 APFC 电路原理图如图 3-80 所示。

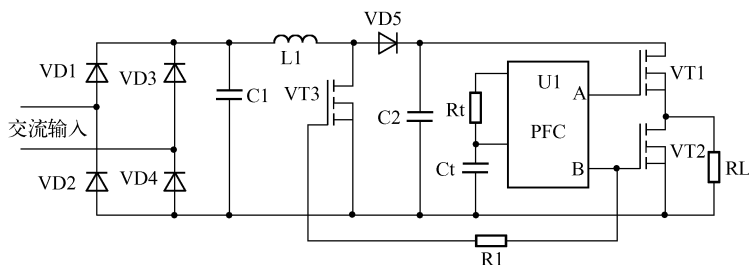


图 3-80 利用自振荡 PWM 驱动器输出波形控制的 APFC 电路原理图

升压电感  $L_1$ 、二极管  $VD_5$ 、电容  $C_2$  和开关管  $VT_3$  等组成 APFC 电路。由于 PWM 驱动器  $U_1$  输出脉冲的频率和占空比都是固定的,  $VT_3$  导通时,  $VD_5$  截止,  $C_2$  向负载放电;  $VT_3$  截止时, 电感  $L_1$  产生的突变电动势使  $VD_5$  正向偏置而导通, 电感  $L_1$  通过  $VD_5$  向  $C_2$  和负载释放储能, 此时整流二极管电流经电感  $L_1$  连续, 使输入电流波形连续, 呈正弦波形, 可将线路功率因数提高到 0.95 以上, 使输入电流总谐波失真度 (THD) 降低到 10% 以下。

#### (2) 利用自振荡 PWM 驱动器的定时电路设计的 APFC 电路。

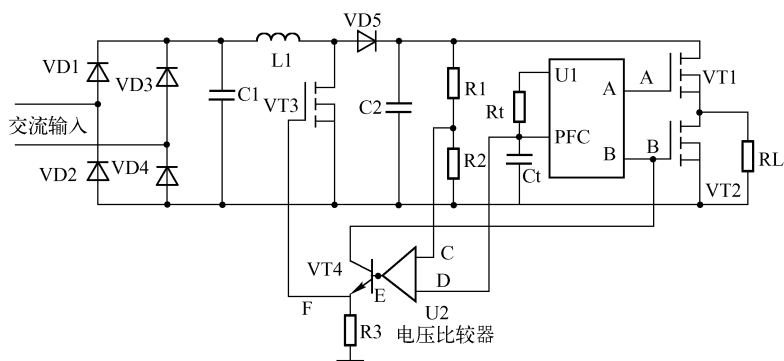
自振荡半桥 PWM 驱动器的振荡器是一个类似 555 的定时振荡器, 电路的  $C_t$  端为锯齿波。而利用自振荡 PWM 驱动器的定时电路设计占空比可调的 APFC 电路, 是以  $C_t$  端的锯齿波为输入信号, 产生与 PWM 驱动器的振荡器同频的输出控制信号, 其电路原理图如图 3-81 (a) 所示。

自振荡 PWM 驱动器的  $C_t$  端波形为锯齿波, 送到比较器  $U_2$  的正端; 将直流输出电压分压送到比较器  $U_2$  的负端。当 C 点的电压小于 D 点时, E 点为高电平,  $VT_4$  导通; 当 B 点为高电平时, F 点为高电平,  $VT_3$  导通, 电感  $L_1$  储能。电容  $C_2$  向后级供电。当 C 点电压高于 D 点时, E 点为低电平, 不论 F 点电平状态如何,  $VT_4$ 、 $VT_3$  截止, 电感  $L_1$  经  $VD_5$  向  $C_2$  和后级释放储能。这样二极管电流经电感  $L_1$  连续, 各点相关波形如图 3-81 (b) 所示。

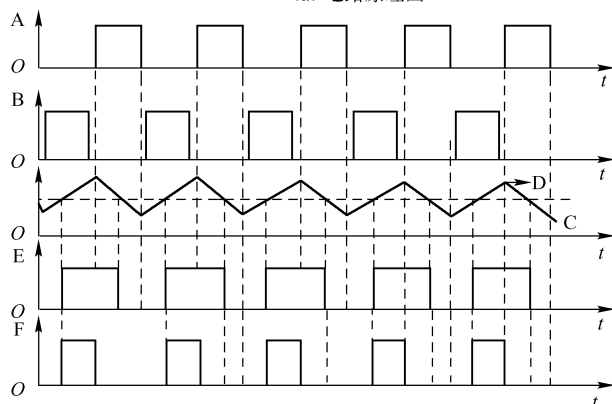
从波形上可以看出 F 点波形脉冲宽度小于 A 或 B, 而且可调, 但小于 50%; 通过调整  $R_1$ 、 $R_2$  的分压比, 可调整输出电压和输出功率, 构成可调输出电路, 这在开关电源中有较广泛的应用。

#### (3) 利用 TOPSwitch 开关构成的 APFC 电路。

TOPSwitch 是一种离线式 PWM 开关, 其内部集 PWM 控制器和 MOSFET 开关管为一体。由其构成的 APFC 电路如图 3-82 所示。



(a) 电路原理图



(b) 波形图

图 3-81 利用自振荡 PWM 驱动器的定时电路设计的 APFC 电路原理图和波形图

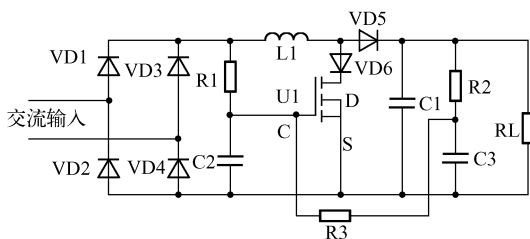


图 3-82 TOPSwitch 开关控制的 APFC 电路

在图 3-82 中，控制器 U1、电感 L1、二极管 VD5、VD6 和电容 C1 构成 APFC 电路，当控制器 U1 的 C 端（控制端）达到设定电压时，U1 被启动。电阻 R1 取样输入瞬时电压，电阻 R2 取样输出电压，U1 的控制端输入电流影响输出占空比，其占空比与输入电流成反比，随输入电压线性变化。通过 U1 的调整，输入平均电流呈正弦波形，且与输入电压保持同相位，是一种固定频率电流断续模式的 APFC 电路。可将线路功率因数提高到 0.98 左右。

此外，还可利用紧凑型自振荡半桥 PWM 驱动器（如 IR51H × × 系列）构成 APFC 电路。紧凑型自振荡半桥 PWM 驱动器是集紧凑型自振荡 PWM 电路和两只 MOSFET 管于一身，具有电路简单、紧凑的特点，适合于小型开关电源电路。



### 6) DCVM 模式工作的 CUK 变换器

工作于不连续导电模式的 Boost、Buck-Boost 及 CUK 等变换器具有平均输入电流自动跟踪输入电压的特点, 由于它们的控制电路简单, 对小功率运用特别具有吸引力。然而, 由于工作在电流不连续导电模式, 这些变换器的电流应力很大, 导致其损耗很大, 效率变低, 而且, 其输入电流含有大量开关纹波, 需要进一步滤波。工作于 DCVM (Discontinuous Capacitor Voltage Mode) 的 CUK 变换器具有很好的输入电流波形自动跟踪输入电压波形的能力, 除此之外, 它还具有下面的特征:

① 主功率开关自动实现软关断, 这对于关断时具有电流拖尾的器件 (如 IGBT) 特别有用, 因为这大大减小了开关的关断损耗;

② 低开关电流应力和低输入电流纹波, 由于其开关电流应力小, 从而减小了开关的导通损耗;

③ 在很大的输入电压范围内, 其输入等效阻抗为纯电阻, 从而其功率因数接近于 1;

④ 易于实现隔离, 对于用变压器隔离的 CUK 变换器, 与正激式变换器和反激式变换器相比, 其变压器铁芯的利用率高。

下面先对工作于 DCVM 模式的 CUK DC/DC 变换器进行分析, CUK DC/DC 变换器如图 3-83 所示, 在进行电路分析之前, 先做如下假设:

① 所有元器件均为理想元器件;

② 电感  $L_1$ 、 $L_2$  足够大, 从而确保电路工作于 DCVM 模式, 在一个开关周期内, 流过  $L_1$ 、 $L_2$  的电流纹波可以忽略, 分别用  $\langle i_{L1} \rangle > T_s$  和  $\langle i_{L2} \rangle > T_s$  表示;

③ 电容  $C$  足够小, 从而保证它在开关  $S$  的导通时间内放电完毕; 电容  $CL$  足够大, 在一个开关周期  $T_s$  内, 输出电压  $U_o$  保持不变。

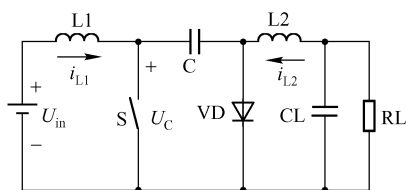


图 3-83 CUK 变换器

工作于 DCVM 的 CUK 变换器有三种工作状态, 各种工作状态的等效电路如图 3-84 (a)、图 3-84 (b)、图 3-84 (c) 所示, 电容  $C$  上电压  $U_c$  的波形如图 3-85 所示, 图中  $D_1$  表示在一个开关周期内  $C$  放电所用时间与开关周期的比值,  $D$  表示开关的占空比。下面对电路各种工作状态做具体的分析。

工作状态 1 ( $0 < t \leq D_1 T_s$ ): 在开关周期的开始阶段,  $S$  闭合, 二极管  $VD$  断开, 电源对  $L_1$  充电, 电流  $i_{L2}$  流过电容  $C$ ,  $U_c$  线性下降, 在  $t = D_1 T_s$  时,  $U_c$  下降到零, 存储在  $C$  中的能量全部转移到负载和输出电感  $L_2$  中。

工作状态 2 ( $D_1 T_s < t \leq D T_s$ ): 由于  $U_c$  的值为零,  $VD$  零电压导通,  $i_{L2}$  流过  $VD$ , 电源继续给  $L_1$  充电。在  $t = D T_s$  时,  $S$  断开, 由于  $C$  的作用,  $S$  实现了软关断。

工作状态 3 ( $D T_s < t \leq T_s$ ): 由于  $S$  断开, 电流  $i_{L1}$  给  $C$  充电,  $U_c$  线性上升, 在  $t = T_s$  时,  $U_c$  达到最大值。

与工作于 CCM 模式的 CUK DC/DC 变换器相比, 工作于 DCVM 模式的 CUK DC/DC 变换器多了工作状态 2, 这时  $S$  和  $VD$  都导通, 由于这个工作状态的引入, 从而改变了变换器的特征。工作于 DCVM 模式的 CUK 变换器的平均输入电流波形能自动跟踪输入电压的波形, 从而使变换器的功率因数大大提高, 达到了功率因数校正的目的。

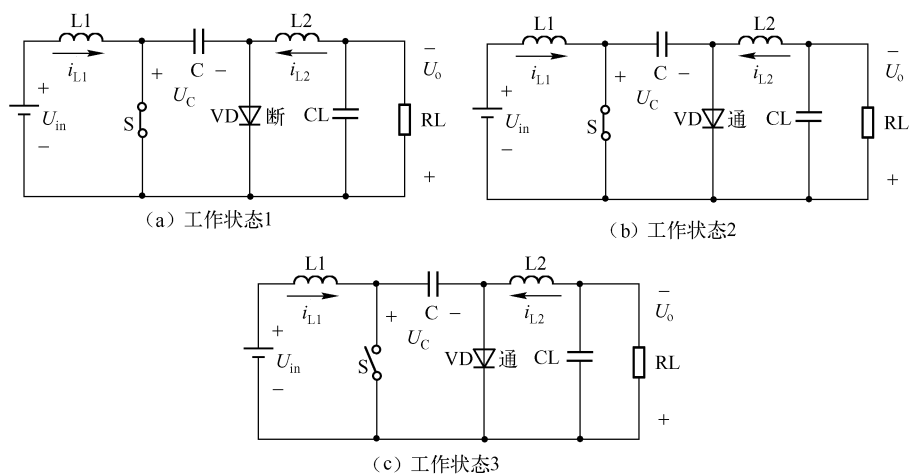
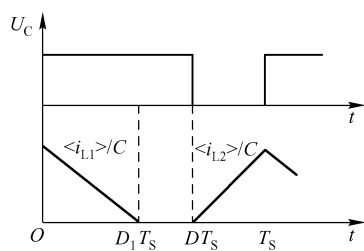


图 3-84 CUK 变换器的工作状态

图 3-85  $U_C$  的波形

# 第 4 章 大功率 LED 应用电路



## 4.1 大功率 LED 恒流驱动器

### 4.1.1 基于 MAX16802 的 LED 恒流驱动器

MAX16802 是高度集成反激型 PWM 控制的白光 LED 驱动器，反激型白光 LED 驱动器的输入电压可高于或低于所要求的输出电压。此外，当反激电路工作在非连续电感电流模式时，能够保持白光 LED 电流恒定，无须额外的控制回路。

#### 1) MAX16802 的主要技术特性

MAX16802 的主要技术特性如下：

- ① 输入电压范围为 10.8 ~ 24 V。
- ② 为单个 3.3 V 白光 LED 供电，提供 350 mA（典型值）电流。
- ③ 阳极对地的最大开路电压为 29 V（典型值）。
- ④ 开关频率为 262 kHz。
- ⑤ 逐周期限流。
- ⑥ 通断控制输入。
- ⑦ 允许使用低频 PWM 信号调节 LED 的亮度。
- ⑧ 可驱动多种配置形式的串联、并联白光 LED。

#### 2) MAX16802 的主要特点

MAX16802 的主要特点如下：

- ① 高集成度使其构成的 LED 驱动器所需的外围元件很少。
- ② 片上电压反馈放大器，可用于限制输出开路电压。
- ③ 微小的 8 引脚  $\mu$ MAX 封装。
- ④ 较小的检流门限，降低损耗，具有高效率。
- ⑤ 相当精确的振荡频率，有助于减小白光 LED 电流变化。

#### 3) 电路拓扑

开环非隔离型反激白光 LED 驱动器具有以下优点：

- ① 无须外部控制环路即可调节白光 LED 电流。
- ② 非连续电感电流传输降低了 EMI 辐射。
- ③ 较低的开关导通损耗。
- ④ 简单的电路设计流程。



- ⑤ 白光 LED 的端电压可高于或低于输入电压。
- ⑥ 较宽的输入电压范围。
- ⑦ 可以方便地接入 PWM 亮度调节信号。
- ⑧ 非连续电感电流工作模式, 使该拓扑结构适合于低功耗应用。

#### 4) 电路设计

在开环非隔离型反激白光 LED 驱动器设计中, 最重要的参数是白光 LED 的电流, 高亮度白光 LED 的工作电流一般为几百毫安。为了延长白光 LED 的工作寿命, 电流必须保持恒定; LED 驱动器从本质上说是一个电流驱动器。可以通过几种方案实现, 一个简单且低成本的解决方案是: 采用专用的 MAX16802 电流模式 PWM 控制器 IC。

设计中给定白光 LED 参数为:  $I_{LED} = 350\text{mA}$ 、 $U_{LED} = 3.3\text{V}$ 、 $U_{inmin} = 10.8\text{V}$ 、 $U_{inmax} = 24\text{V}$ 。计算最小输入电压下最佳占空比的近似值公式为:

$$d_{on} = \frac{U_{LED} + R_b \times I_{LED} + U_D}{U_{inmin} + U_{LED} + R_b \times I_{LED} + U_D} \quad (4-1)$$

式中  $R_b$ ——整流器电阻, 与应用电路 (如图 4-1 所示) 中的 R11 相同, 在本应用中设定为  $1\Omega$ ;

$U_D$ ——整流二极管 VD1 的正向压降。

将已知数值代入式 (4-1) 得到:

$$d_{on} = 0.291$$

计算峰值电感电流的近似值:

$$I_p = \frac{K_f \times 2 \times I_{LED}}{1 - d_{on}} \quad (4-2)$$

式中  $K_f$ ——临界“误差系数”, 设为 1.1。

将已知值代入式 (4-2) 得到:

$$I_p = 1.058\text{A}$$

计算所需电感的近似值, 并选择小于且最接近于计算值的标准电感:

$$L = \frac{d_{on} \times U_{inmin}}{f \times I_p} \quad (4-3)$$

式中  $L$ ——应用电路中的 L1;

$f$ ——开关频率, 取值  $262\text{kHz}$ 。

将已知值代入式 (4-3) 得到:

$$L = 10.566\mu\text{H}$$

低于该值、最接近的标准值为  $10\mu\text{H}$ 。通过反激工作过程传递到输出端的功率为:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \times L \times I_p^2 \times f \quad (4-4)$$

输出电路的损耗功率为:

$$P_{out} = U_{LED} \times I_{LED} + U_D \times I_{LED} + R_b \times I_{LED}^2 \quad (4-5)$$

根据能量守恒原理, 式 (4-4) 和式 (4-5) 应该相等, 即可得到一个更精确的峰值电感电流:

$$I_P = \sqrt{\frac{2 \times I_{LED} (R_b \times I_{LED} + U_{LED} + U_D)}{L \times f}} \quad (4-6)$$

式中  $L$ ——实际选择的标准电感值。

将已知数值代入式 (4-6) 可得:

$$I_P = 1.037 \text{ A}$$

MAX16802 的典型应用电路如图 4-1 所示, 检流电阻由 R9 和 R10 并联构成, 电压检测分压电阻由 R6 和 R7 组成, MAX16802 的限流门限值为 291 mV。因此选择 R9、R10、R6 和 R7, 满足所计算的电感峰值电流。因为电路存在寄生效应, 因此电阻 R7 的阻值需要进行适当调整, 以得到所期望的电流。

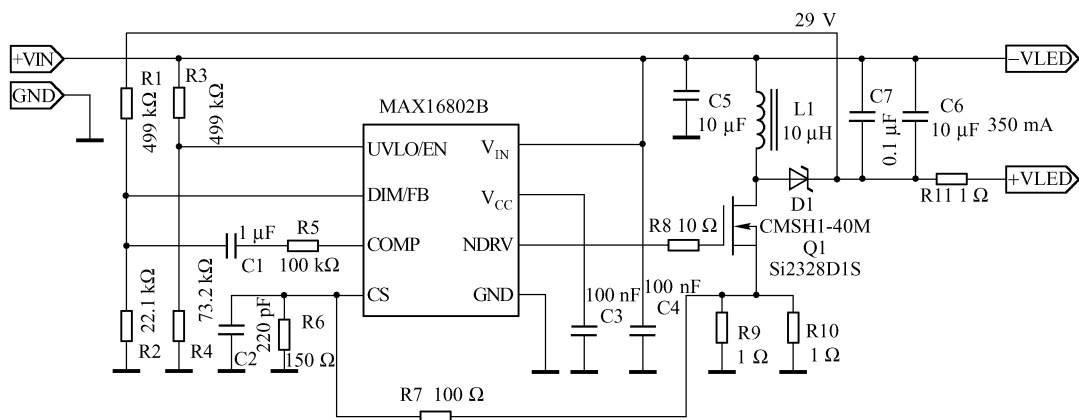


图 4-1 MAX16802 的典型应用电路

R1 和 R2 用于调整 +VLED (约 29 V), 可在输出端出现意外开路时抑制输出电压升高。如果没有上述元件的分压, 输出电压有可能上升, 导致器件损坏。元件 C1 和 R5 用于稳定电压反馈环路。

控制白光 LED 亮度的最好办法是通过一个低频 PWM 脉冲调制白光 LED 电流。使用这种方法, 白光 LED 电流根据占空比的变化保持电流幅度恒定。使白光 LED 发出的光波波长在整个调节范围内保持不变, PWM 亮度调节电路如图 4-2 所示。

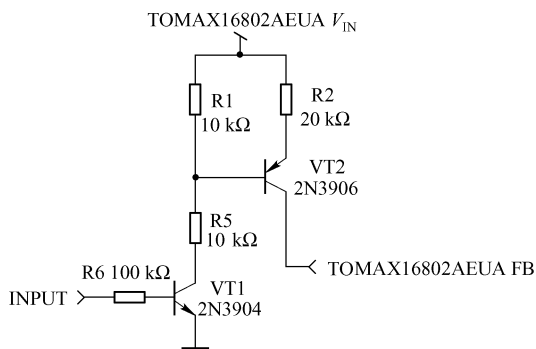


图 4-2 PWM 亮度调节电路

采用 LED 光源提供了一个具有低成本的卤素灯替代方案。例如, LedEngin 公司的最新 5 W 高亮度 LED (一个芯片, 4 mm × 4 mm 封装) 和 10 W 高亮度 LED (4 个芯片, 7 mm × 7 mm 封装) 的典型发光效率为 45 lm/W (1 000 mA/ $T_j = 120^\circ\text{C}$ )。在实际应用中, 5 W LED 可输出 155 lm (1 000 mA/ $T_j = 120^\circ\text{C}$ ), 10 W LED 可输出 345 lm (700 mA/ $T_j = 120^\circ\text{C}$ )。可以看出, 当输出光通量相同时, LED 的功耗仅为卤素灯的 50%。此外, 当

LED 工作结温不超过 120℃ 时, LED 工作 50 000 h 后仍保持 90% 的输出光通量。

在替代 MR16 卤素灯 (MR16 代表灯的杯口径为 50 mm) 的设计中, 由于在大部分 MR16

的应用中,输入电压为交流 12 ( $1 \pm 10\%$ ) V,所以可选用 LedEngin 公司的 5 W LED 和高达 1 A 的电流驱动能力的 MAX16820。

在采用 MAX16820 设计驱动 MR16 LED 灯的应用中,采用了非常小的 6 引脚 TDFN 封装。MAX16820 具有 4.5 ~ 28 V 输入电压范围,这使得采用 MAX16820 设计的 LED 驱动器能提供很宽的驱动电流范围。此外,MAX16820 的工作温度高达 125℃,可以在 MR16 灯具内的高温环境中安全地工作。虽然 MAX16820 可以控制的输出功率达到 25 W,甚至更高,但其 2 MHz 的开关频率使驱动器可以采用小尺寸的电感和电容,这样便可以将驱动器放置在 MR16 灯具中。

图 4-3 为基于 MAX16820 的 5 W MR16 LED 驱动器。它由二极管整流桥 VD1 ~ VD4, 100  $\mu$ F 滤波电容 C1、C2 和降压型变换器电路组成,其中降压型变换器电路包含了 MAX16820、电感 (L)、功率 MOSFET (VT)、续流二极管 (VD) 和检流电阻 (R)。

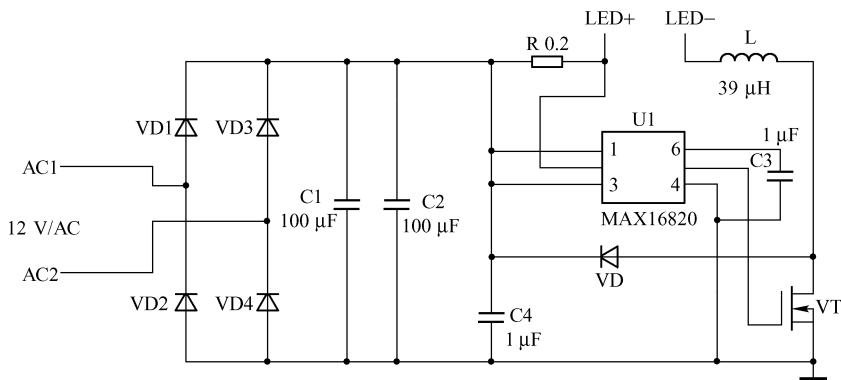


图 4-3 基于 MAX16820 的 5 W MR16 LED 驱动器

5 W 的高亮度 LED 需要 1 A 的驱动电流,因此降压型 LED 驱动器被设计成可以提供 1 A 的直流输出电流。这里采用滞环电流控制方法来控制电感电流 (即 LED 电流)。MAX16820 所采用的滞环电流控制方法使驱动器电路非常简单,且具有很高的鲁棒性,从而保证 7% 的 LED 电流精度。

为保证 5 W LED 在整个交流电源频率周期内正常工作,在整流桥输出端并联了滤波电容来限制输出电压的波纹。该电容的电容值不小于 200  $\mu$ F,可以选用 220  $\mu$ F/25 V 的钽电容或电解电容。

为保证足够高的输出电流精度,电感电流的最大变化率  $di/dt$  要小于 0.4 A/ $\mu$ s。在图 4-3 中,电感上的最大电压为  $V_{LMAX}$ ,电感值可通过下式计算得到:

$$L = \frac{V_{LMAX}}{di/dt} \quad (4-7)$$

式中,  $V_{LMAX} = V_{AC-IN} \times (1 + \delta) \times \sqrt{2} - V_0$ , 若  $V_{AC-IN} = 12$  V、 $\delta = 10\%$ 、 $V_0 = 3.6$  V,则电感值大于 37  $\mu$ H,其标准值为 39  $\mu$ H。这里,  $\delta$  为输入交流电压的允许波动百分比,  $V_0$  为 LED 正向电压。

在高亮度 LED 的应用中,如果要保证使用 50 000 h 后的输出光通量仍保持为原来的 90% 以上,则要限制 LED 的结温低于 120℃。采用散热器是将 LED 的热量传导到空气中的低成本方案。5 W MR16 LED 灯具采用散热器散热,LED 驱动器的 PCB 就安装在散热器的背面。MR16 灯具的独特外形本身就就和散热器很相似,卤素灯具主要将热辐射到空气中,而

LED 灯具是将热直接热传导到散热器,再通过对流将热散发到周围空气中。与其他的低功率 LED (1 W 和 3 W LED) 方案相比,采用 5 W LED 和 MAX16820 构成的高功率 5 W MR16 LED 灯的输出光通量显著增加,无须采用多灯级联方式就可以达到 10 W 卤素灯的照明水平。

#### 4.1.2 基于 LM3402 的 LED 驱动器

LM3402/LM3402HV 是一款由可控电流源衍生的降压型稳压器,设计该器件来驱动串联的大功率、高亮度 LED 串。当使用 LM3402 时,可以接受范围在 6 ~ 42 V 的输入电压,当使用引脚兼容的 LM3402HV 时,输入电压的上限可达到 75 V。按照需要对变换器的输出电压进行调节,以维持通过 LED 阵列的恒定电流水平。LM3402/LM3402HV 是一款真正的降压型稳压器,其输出电压范围从  $V_{O(MIN)}$  为 200 mV (参考电压) 扩展到由最小关断时间 (典型值 300 ns) 决定的  $V_{O(MAX)}$ 。只要 LED 阵列的组合电压不超过  $V_{O(MAX)}$ ,则电路能保持任意数量 LED 中的调节电流不变。

##### 1. LM3402 的电路性能

采用 LM3402 设计驱动单个 LED,可提供 350 mA 的恒定电流,其电压约为 3.5 V (使用 InGaN 技术的白光、蓝光和绿光 LED 的典型值)。当采用 24 (1 ± 5%) V 输入供电时,会维持 LED 的平均电流  $I_F$  在 350 (1 ± 10%) mA 范围以内,纹波电流  $\Delta i_F$  不会超过 70 mA 的峰峰值。在输入电压 6 ~ 42 V 的范围内,开关频率为 600 (1 ± 10%) kHz。

采用 LM3402HV 设计的 LED 驱动器,可以为电压约为 3.5 V 的单个 LED 提供 350 mA 的恒定电流。当采用 48 (1 ± 5%) V 输入电压供电时,维持 LED 的平均电流  $I_F$  在 350 (1 ± 5%) mA 范围以内,纹波电流将不会超过 70 mA 的峰峰值。在输入电压 6 ~ 75 V 的范围内,开关频率为 250 (1 ± 10%) kHz。

LED 阵列的电流  $I_{LED}$  为 350 mA,是许多 1 W 功率 LED 的典型值,为了调节该值,电流设定电阻  $R_{SNS}$  值可根据下式计算:

$$R_{SNS} = \frac{0.2 \times L}{L \times I_F \times V_O \times t_{SNS} - 0.5 \times t_{ON} (V_{IN} \times V_O)} \quad (4-8)$$

式中,  $t_{SNS} = 220 \text{ ns}$ 。

为能承受 LED 电流引起的功耗,应将该电阻功率容量取额定值。例如,为设定 350 mA 的 LED 电流,最接近 5% 误差的电阻为 0.56 Ω。稳定状态下该电阻将消耗  $0.352 \times 0.56 = 69 \text{ mW}$ ,表明适合采用 1/8 W 额定功耗的电阻。

##### 2. PWM 调光

DIM1 端口为脉冲宽度调制 (PWM) 信号提供输入端,可对 LED 阵列进行调光。为了对 LM3402/LM3402HV 进行完全赋能和止能, PWM 信号的最大逻辑低电平应为 0.8 V,最小逻辑高电平为 2.2 V。最大的 PWM 调光频率应至少比 LM3402/LM3402HV 的开关频率低一个数量级。

DIM1 的逻辑是正向的,因此当 DIM1 端口为高电平时, LM3402/LM3402HV 会输出稳定的电流;当 DIM1 端口为低电平时,禁止任何电流输出。连接 DIM 到一个固定的逻辑低电平会禁止输出, DIM 引脚处于开路状态时,对 LM3402/LM3402HV 进行赋能。DIM1 功能仅禁止功率 NFET, IC 内其他电路单元仍然工作,由此可将变换器的响应时间降到最低。通过将

DIM2 连接到可选 NFET Q1 的栅极, DIM2 为 PWM 调光提供了第二种方法, 在标准设计上没有列出 Q1, 所以必须为执行 DIM2 的功能添加 Q1。Q1 提供 LED 电流的分流路径, 这种小型 NFET 的开启和关闭比 LM3402/LM3402HV 启闭内置的 NFET 更加迅速, 从而为更高频率和更高精度的 PWM 调光信号提供更快的响应时间。该方法所取的折中就是: 当 LED 关闭时会有满幅电流通过 Q1, 从而导致较低的效率。

DIM2 的逻辑是反相的, 因此当 DIM2 为低电平时, LM3402/LM3402HV 会输出稳定的电流。当 DIM2 为高电平时, 则禁止电流输出。将 DIM2 连接一个固定逻辑高电平则关闭 LED, 但不会关闭 LM3402/LM3402HV。

### 3. 输出开路

将 OFF 端口接地, 从而将 LM3402/LM3402HV 置于一个低功率关机状态 (典型值为  $90\mu\text{A}$ ), 在正常工作期间, 该端口应始终保持在开路状态。

将 DIM 端口悬浮或者接至逻辑高电平, 一旦输入达到  $6\text{V}$  时, LM3402/LM3402HV 就开始工作。在输入供电但输出未连接任何 LED 阵列的情况下, 输出电压将会上升到和输入电压相等。电路的额定输出为  $50\text{V}$  (LM3402) 或  $100\text{V}$  (LM3402HV), 此时器件不会受到损坏, 然而在稳定状态下, 输出电压高于 LED 阵列的预期电压时, 则不要连接任何 LED 阵列。还有一种方法就是在 SW 引脚设置齐纳二极管, 在 SW 端的一个意外开路会使电路进入反向偏置, 并迫使 CS 引脚电压上拉至等于输出电压。一个内置的比较器监测 CS 引脚电压, 在该情况下会禁止内置的 NFET 工作。结果是电路进入一个低功率打嗝模式, 用于防止输出端的过压, 以及电感、内置 NFET 和输入电压源上的热应力。基于 LM3402 的 LED 驱动器如图 4-4 所示。

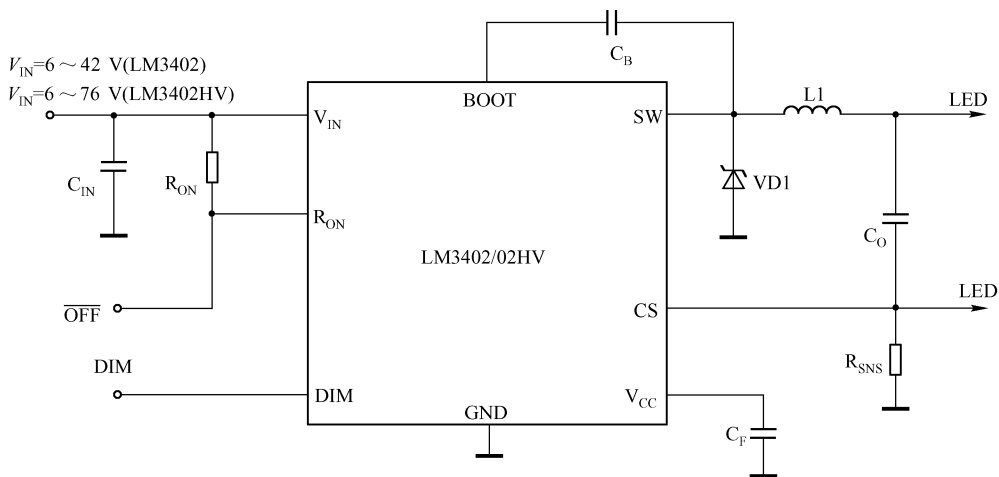


图 4-4 基于 LM3402 的 LED 驱动器

#### 4.1.3 基于 MAX16800 高压、可调恒流 LED 驱动器

MAX16800 是 MAXIM 公司推出的新器件, 是一种可工作于高电压、可设定恒流输出的高亮度白光 LED 驱动器。该器件主要特点有: 工作电压范围  $6.5 \sim 40\text{V}$ ; 恒流输出范围  $35 \sim 350\text{mA}$ ; 输出电流精度可达  $\pm 3.5\%$ ; 内部集成了低压差恒流调整管, 其压差典型值为  $0.5\text{V}$ ;



另有输出 5 V、4 mA 线性稳压器给内部电路供电；具有过热关闭保护；外部电流检测电阻与内部差动电流检测放大器，构成控制回路，使 LED 电流稳定；有 EN 端作选通及输入 PWM 信号作调光（EN 接低电平时，耗电典型值为 12  $\mu$ A）；小尺寸加强散热功能的 16 引脚 TQFN 封装；工作温度范围为  $-40 \sim +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。

该器件主要应用于汽车内部或外部设备照明灯、警灯、导航指示器与仪表板的背光灯、通用照明灯、信号灯及闪光灯等。

### 1. 引脚排列与功能

MAX16800 的封装与引脚排列如图 4-5 所示，各引脚功能见表 4-1。

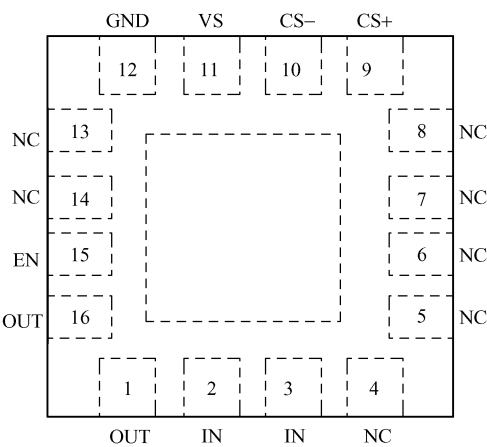


图 4-5 MAX16800 的封装与引脚排列

表 4-1 MAX16800 的引脚功能

引 脚	符 号	功 能
1、16	OUT	恒流输出，1 脚与 16 脚连接在一起
2、3	IN	电源输入端（+ 极），此端与 GND 之间接一个 0.1 $\mu$ F 旁路电容，2 脚与 3 脚连接在一起
4~8、13、14	NC	空脚
9	CS +	内部差动放大器同相输入端，在 CS + 和 CS - 之间接一个电流检测电阻 $R_{\text{SENSE}}$ ，设定流过 LED 的电流 $I_{\text{LED}}$
10	CS -	内部差动放大器反相输入端，与 9 脚之间接 $R_{\text{SENSE}}$
11	VS	内部 5 V 电源输出端，外接 0.1 $\mu$ F 电容
12	GND	地
15	EN	片选输入端（使能端），高电平有效（大于 2.8 V），输入低电平（小于 0.6 V）器件不工作，输入 PWM 信号可调光

注：器件底部中间有散热垫，要与地平面连接，用于散热。

### 2. 工作原理简介

MAX16800 的内部结构框图如图 4-6 所示。它由差动电流检测放大器（外部接电流检测电阻  $R_{\text{SENSE}}$ ）、误差放大器、MOSFET 驱动器、调整管（N 沟道功率 MOSFET）、基准电压源、

5 V 线性稳压电源、使能（片选）控制电路及过热关闭保护电路组成。

图4-6中  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$  是5 V 线性稳压器的输入、输出电容，LED1，LED2，…，LEDN 为负载， $R_{SENSE}$  为电流检测电阻（负载电流  $I_{LED}$  流过  $R_{SENSE}$  时，在 CS+ 及 CS- 两端产生的电压正比于  $I_{LED}$ ，此电压输入电流检测放大器）。

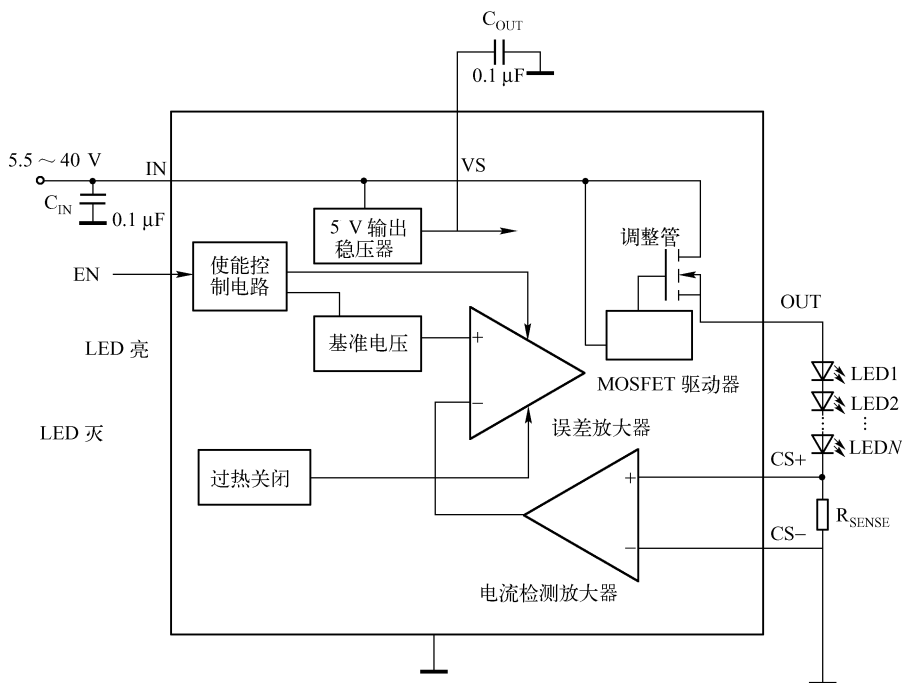


图4-6 MAX16800 的内部结构框图

图4-6所示 MAX16800 内部结构框图的工作原理是：上电后，若 EN 端施加高电平，电路工作，根据设定的  $I_{LED}$  电流确定相应的  $R_{SENSE}$  值。在  $R_{SENSE}$  两端（CS+、CS-）产生的电压（ $I_{LED} \times R_{SENSE}$ ）输入差动电流检测放大器，其输出电压正比于  $I_{LED}$ ；此电压输入误差放大器反相端，其同相端接基准电压，误差放大器的输出电压经升压式 MOSFET 驱动器来驱动调整管（N 沟道 MOSFET），使之有一定的  $V_{GS}$ ，保证相应的  $I_D$ （即  $I_{LED}$ ）。

若  $V_{IN} \downarrow \rightarrow I_{LED} \downarrow \rightarrow I_{LED} \times R_{SENSE} \downarrow \rightarrow$  电流检测放大器输出电压  $\downarrow \rightarrow$  误差放大器输出电压  $\uparrow \rightarrow$  升压式 MOSFET 驱动器的输出电压  $\uparrow \rightarrow V_{GS} \uparrow \rightarrow I_D \uparrow$ （即  $I_{LED} \uparrow$ ）。这个反馈控制回路保证负载电流  $I_{LED}$  基本不变，实现恒流驱动 LED。

### 3. 应用电路

在图4-6中  $R_{SENSE}$  与  $I_{LED}$  的关系为  $R_{SENSE} = 204 \text{ mV} / I_{LED}$ 。  $I_{LED}$  的范围为 35 ~ 350 mA。例如， $I_{LED}$  设定为 200 mA， $R_{SENSE} = 1.02 \Omega$ ，可取标准阻值  $1.0 \Omega$ （精度 1%、1/4 W）。 $V_{IN}$  的大小与串联的 LED 数及其正向压降  $V_F$  有关：

$$V_{IN} \geq NV_F + I_{LED} \times R_{SENSE} + 1.2 \text{ V} \quad (4-9)$$

式中， $N$  为 LED 数， $V_F$  为 LED 的正向电压，1.2 V 为 MOSFET 管压降（在  $V_{IN} < 12 \text{ V}$  时要加 1.5 V）。因为  $I_{LED} \times R_{SENSE}$  这一项很小，一般可略去。最小的  $V_{IN}$  为 6.5 V，最大的  $V_{IN}$  为 40 V。

在调光时,可以在 EN 端输入低频 PWM 信号,改变其脉冲宽度(改变占空比)来调节 LED 的亮度(占空比大时亮度大),如图 4-7 所示。

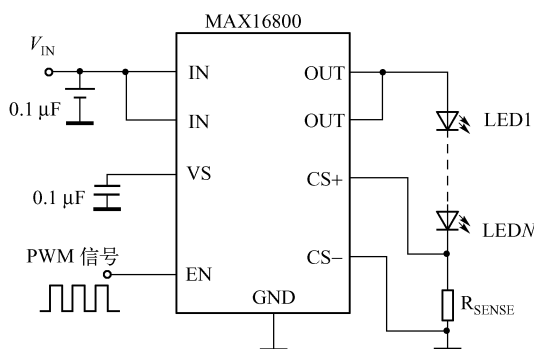


图 4-7 PWM 信号调光电路

#### 4.1.4 基于 NCP101X 的 LuxeonStar LED 驱动器

##### 1. NCP101X 的主要特点

安森美半导体最近推出了 NCP101X 系列低待机功率变换器,集成了一个固定频率电流模式控制器和一个 700V 的功率 MOSFET。这种转换开关不仅可用于充电器低功率 AC/DC 适配器的 UBS、TV 等辅助电源,还可以用于驱动 LuxeonStar LED。NCP101X 系列变换器的主要特点如下:

- ① 内部集成 700V 的 MOSFET (导通电阻  $R_{DS(ON)}$  为  $11\Omega/22\Omega$ )。
- ② 电流模式固定频率工作分别为 65 kHz/100 kHz/130 kHz。
- ③ 在低峰值电流下,跳越周期消除了声频噪声。
- ④ 动态自供电 (DSS),无须偏置绕组。
- ⑤ 具有内部 1 ms 的软启动功能。
- ⑥ 频率抖动改善了 EMI 性能。
- ⑦ 如果使用辅助绕组,则停止 DDS 工作,待机功率低于 100 mW。
- ⑧ 内置过电压保护 (OVP) 电路。
- ⑨ 内置自校输出短路保护电路。
- ⑩ 具有门限温度为 150℃ (带 50℃ 滞后) 的过温关断保护电路。
- ⑪ 反馈回路连接光耦合器。

##### 2. 引脚功能及主要参数

NCP101X 系列 IC 采用 7 引脚 PDIP 封装和 4 引脚 SOT-23 封装,引脚排列如图 4-8 所示。NCP101X 系列器件的参数见表 4-2。

NCP101X 系列变换器的引脚功能如下:  $V_{CC}$  为内部电路供电,外部连接 1 只 10  $\mu$ F 电容器,电容器的纹波参与频率抖动。该脚可连接辅助电源以改善待机性能,同时在反馈回路出现故障时,该脚还提供有源关断保护。GND 脚为地; NC 脚不连接; FB 脚为反馈信号输入;

DRAIN 为内部 MOSFET 的漏极。NCP101X 系列 IC 有 5 种型号：NCP1010、NCP1011、NCP1012、NCP1013 和 NCP1014。表 4-2 所列参数为设计应用提供了快速选择。对于给定的 NCP101X，其最大输出功率与 AC 线路输入电压和  $V_{CC}$  供电方式有关。表 4-3 所列为 NCP1014 在不同条件下的最大输出功率。

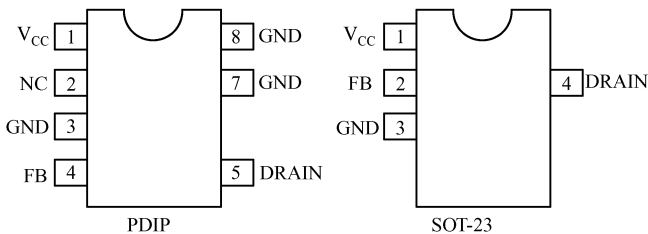


图 4-8 NCP101X 系列器件引脚排列

表 4-2 NCP101X 系列器件的参数

	NCP1010			NCP1011			NCP1012			NCP1013			NCP1014		
$R_{DS(ON)}/\Omega$	22						11								
$I_{PEAK}/\text{mA}$	100			250			250			350			450		
$F_{SW}/\text{kHz}$	65	100	130	65	100	130	65	100	130	65	100	130	65	100	130

表 4-3 NCP1014 在不同条件下的最大输出功率

	230 V AC 下的输出功率	100~250 V AC 下的输出功率
$V_{CC}$ 动态自供电 (DSS)	14 W	6 W
$V_{CC}$ 由偏置绕组供电	19 W	8 W

### 3. 应用电路

基于 NCP1012 的回扫变换器驱动 Luxeon LED 阵列的电路如图 4-9 所示。每个 LED 均为 LXHL-MWID，其正向工作电流为 350 mA，正向压降（350 mA）为 3.5 V。回扫式开关电源的输出 DC 电压为 17.5 V，输出功率为 6.125 W，效率接近 80%。NCP1012 采用动态自供电 (DSS)， $V_{CC}$  无须偏置绕组和外部启动电阻器。开关电源输出高度稳定的电压和电流，各项性能指标优于线性稳压器电路。NCP101X 系列转换开关可用于驱动 1 W、3 W 和 5 W 等 LuxeonStar LED，具体选择见表 4-4。

表 4-4 NCP101X 系列转换开关与 LED 选择

转换开关	LED	转换开关	LED
NCP1011ST65	LuxeonStar (1 W)	NCP1013ST65	LuxeonStar (5 W)

NCP1013 的动态自供电电路在系统加电后，高压启动电流源（8 mA）对引脚  $V_{CC}$  上的电容器充电。当  $V_{CC}$  引脚上的电压达到 8.5 V 的门限电平，内部电流源关断，MOSFET 被唤醒和激活。 $V_{CC}$  电容器上产生幅度为 1 V（8.5 V - 7.5 V）的纹波。

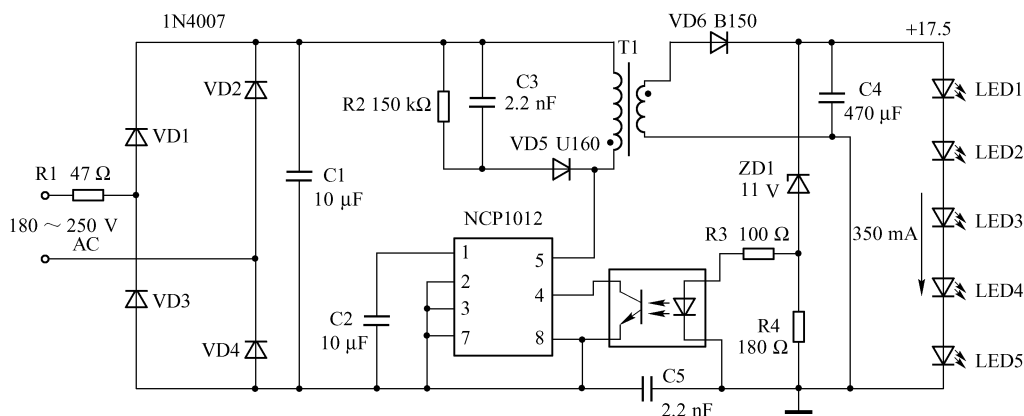


图 4-9 基于 NCP1012 的回扫变换器驱动 Luxeon LED 阵列的电路

#### 4.1.5 基于 HV991X 大功率 LED 驱动器

HV9911 为 LED 驱动电源控制 IC，它内建了许多功能来克服升压电路的缺点。HV9911 包含了 9 ~ 250 V DC 输入电压稳压器，不需要额外电源，仅由单一输入电压提供 IC 的工作电源。它内建了 2% 精密参考电压（全温度范围），能精确地控制 LED 电流，并且包含了断路用的 FET 驱动电路。当输出短路或过电压时，便会自动断开 LED 对地路径，此功能缩短了控制电路的反应时间。

HV991X 是目前市场上高压部分使用最多的 IC 之一，这款灵活简单的 LED 驱动 IC 效率超过 93%，可减少相关组件的数量，从而降低了系统成本。HV9910 可将调整过的 85 ~ 265 V AC 或 8 ~ 450 V DC 电压源转换为一个恒流源，从而为串联或并联的高亮 LED 提供电源。

HV991X 应用恒定频率峰值电流控制的脉宽调制（PWM）方法，采用一个小电感和一个外部开关来最小化 LED 驱动器的损耗。不同于传统的 PWM 控制方法，该驱动器使用了一个简单的开/关控制来调整 LED 的电流，因而简化了控制电路的设计。

该驱动器具有内置的降低亮度控制，能协同外部衰减范围在 0 ~ 100% 的 PWM 信号工作，也可以利用其衰减引脚上外接的任意可在 0 至最大值之间调整的线性控制电压来实现亮度控制。HV9910 适用于 LED 常规灯或装饰灯，替代氙灯的 LED，以及其他高压交/直流输入的应用。HV9911 引脚排列如图 4-10 所示。

##### 1. HV9911 控制电路的功能

IC 内部提供稳压电路，输入电压为 9 ~ 250 V，可输出 7.75 V 电压供 IC 内部电源使用。若输入电压范围提升，可外接一个 200 V 的 ZW 于输入电压与 IC 的  $V_{IN}$  端之间，如图 4-11 所示，这可使得输入电压提升至 450 V DC，亦可以使得 IC 内部稳压电路所产生的功率损耗分散一部分在 ZenerDiode 上。

IC 的  $V_{DD}$  端工作电压可提高（如果有必要的话），由一个二极管连接至外部电压，此二极管是避免外部电压若低于 IC 内部稳压电路的输出电压时，会造成 IC 的烧毁，最大的外接静态稳定电压为 12 V（瞬态电压为 13.5 V），因此  $11(1 \pm 5\%)$  V 的电压源是理想的外部提升电压值。

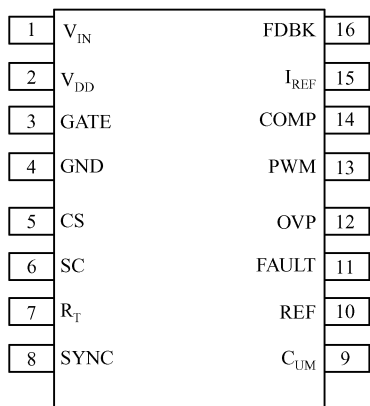


图 4-10 HV9911 引脚排列

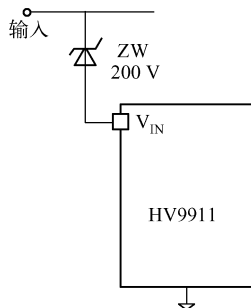


图 4-11 HV9911 输入电路

IC 内部提供 1.25%、2% 的精密参考电压，此参考电压可用来设定电流参考值，以及输入电流限制值，此参考电压也同时提供 IC 内部过电压保护。

#### 1) 振荡电路工作模式

振荡电路可由外部电阻设定振荡频率。此电阻跨接于  $R_T$  及 GND 端之间，IC 工作于定频模式，另外，若电阻跨接于  $R_T$  与 GATE 端之间，则 IC 工作于固定关闭时间模式（此模式不需要斜率补偿控制使电路稳定）。定频时间或关闭时间可设定于 2.8 ~ 40 ms 之间，可运用 IC 规格书内的计算式设定。

IC 在定频工作模式下，将所有 SYNC 端连接在一起，多个 IC 可工作在单一频率。少数应用必须外加一个大电阻于 SYNC 到 GND 端之间，用来抑制杂散电容所造成的振铃。当所有 SYNC 连接在一起时，应使用相同电阻跨接于每个 IC 的  $R_T$  与 GND 端之间。

闭环回路控制的形成是连接输出电流信号至 FDBK 端，同时将电流参考信号连接至  $I_{REF}$  端，补偿网络连接至 COMP 端（传导运算放大器的输出端），如图 4-12 所示。放大器的输出受 PWM 调光信号的控制，当 PWM 调光信号为高时，放大器的输出端连接至补偿网络；当 PWM 调光信号为低时，放大器的输出端与补偿网络被切断，因此补偿网络内的电容电压得以维持。一直到 PWM 调光信号再度恢复高位时，补偿网络才又连接放大器的输出端，这样可确保电路正常工作，以及获得非常良好的 PWM 调光效果，而不需要设计一个快速的控制电路。

#### 2) FAULT 信号保护驱动电路

FAULT 信号可用于驱动外部连接的 FET，如图 4-13 所示，IC 激活时，FAULT 信号维持低电位，IC 激活后，此端被拉高，这使得外电路的 LED 与升压电路连接，电路完成激活点亮 LED，假如输出端有过电压或短路故障发生，内部电路会将 FAULT 信号拉低并使 LED 与升压电路断接。

FAULT 信号也受控于 PWM 调光控制信号，PWM 调光信号为低时，FAULT 信号亦为低，但当 PWM 调光信号为高时，FAULT 信号却不见得为高。

使升压电路与 LED 断接，可确保输出电容不会随着 PWM 调光信号的周期而充放电。PWM 调光信号到 FAULT 信号与保护电路的输出以 AND 连接着，以确保保护电路动作时能够覆盖 PWM 及调光控制的输入。

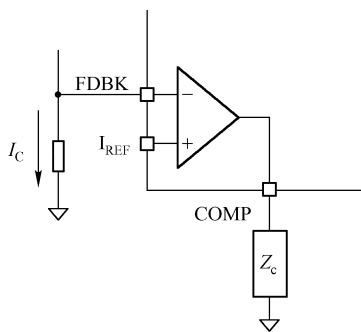


图 4-12 HV9911 补偿网络

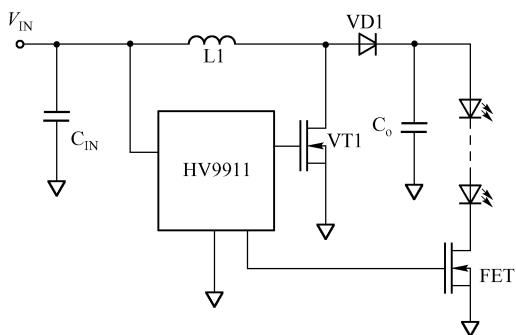


图 4-13 HV9911 的 FAULT 信号保护驱动电路

输出短路保护的動作原理是，当输出检测电流（于 FDBK 端）大于 2 倍参考电流设定值（于  $I_{REF}$  端）时，保护动作发生。过电压保护的動作原理是，当 OVP 端的电压大于 1.25 V 时，保护动作发生。两个信号被送至一个 OR 再送到保护锁定电路，当有任一保护动作发生时，保护锁定电路会将 GATE 及 FAULT 同时关掉。一旦有保护动作发生，必须将电源关掉重开，才能使保护锁定电路恢复重置。而 IC 的激活需要注意以下两点：

① 当  $V_{DD}$  与 PWM 脚连接在一起，通过电路上的输入电压的连接或断开来激活时， $I_{REF}$  脚所连接的电容值必须为 0.1  $\mu\text{F}$ ，而  $V_{DD}$  脚所连接的电容值需小于 1  $\mu\text{F}$  以确保适当地激活。

② 若电路使用外部信号激活或关闭，而输入电压一直保持常开启时，则  $I_{REF}$  及  $V_{DD}$  所使用的电容值可增加。

### 3) 线性调光能力

调整  $I_{REF}$  端的电压值可实现输出电流的线性调整，方法为采用可变电阻或分压电阻网络或外部提供参考电压连接至  $I_{REF}$  端。但是，要注意一旦  $I_{REF}$  端的电压非常小时，IC 的短路电流保护比较器的误差电压（OFFSET）可能会造成短路保护发生误动作，这时必须将 IC 电源关掉重开，重新激活电路，为了避免此误动作， $I_{REF}$  端的最低电压为 20 ~ 30 mV。

### 4) PWM 调光（脉宽调变调光）功能

HV9910 内部的 PWM 调光功能能够达到非常快速的 PWM 调光反应，克服了传统升压电路不能非常快速的 PWM 调光的缺点。PWM 控制 IC 内部三个点：

- ① GATE 信号到开关 FET。
- ② FAULT 信号到断接 FET。
- ③ 运算放大器到补偿网络的输出端。

当 PWM 信号为高时，GATE 信号与 FAULT 可以工作，同时运算放大器的输出端连接到补偿网络，从而使升压电路可以正常工作。

当 PWM 信号为低时，GATE 信号与 FAULT 被停止工作，能量无法从输入端转移到输出端，但是要避免输出电容放电到 LED 而造成 LED 电流下降时间被拉长。这个放电电容同时也会使得电路重新连接工作，使 LED 电流的上升时间被拉长。因此，避免输出电容的放电是相当重要的。IC 输出 FAULT 信号断接 FET，使得 LED 的电流几乎立刻下降到零电流，因此输出电容并没有被放电，所以当 PWM 信号恢复高位时输出电容不需要额外的充电电流，这使得上升时间非常快速。

当 PWM 信号为低时，输出电流降至零，这使得回馈给放大器相当大的误差信号于放大

器输入端,会造成补偿回路电容器上的电压上升至最高电位。因此当 PWM 信号回到高位时,过高的补偿回路电压会控制电感峰值电流,而造成相当大的输出涌浪电流发生在 LED 上。这样大的 LED 电流又随着控制回路速度而回馈,这会使得稳定时间被延长,当 PWM 信号为低时,断开运算放大器与补偿回路有助于维持补偿回路的电压不被改变。因此,当 PWM 信号恢复高位时,电路立刻恢复稳态而不会产生过大的 LED 电流。

## 2. 应用电路

HV9911 升压型应用电路如图 4-14 所示,  $V_{IN}$  与 GND 之间提供 21 ~ 27 V 的输入电压。Boost 拓扑结构电路提供 80 V 最高输出电压。可驱动 InGaN 氮化镓 LED 的数目为 20。如不使用 PWM,需要连接  $V_{DD}$  来启动 LED 驱动器。LED 电流为:

$$V_{REF} \times \left( \frac{R_{13}}{R_{12} + R_{13}} \right) = I_{LED} \times R_{10} \quad (4-10)$$

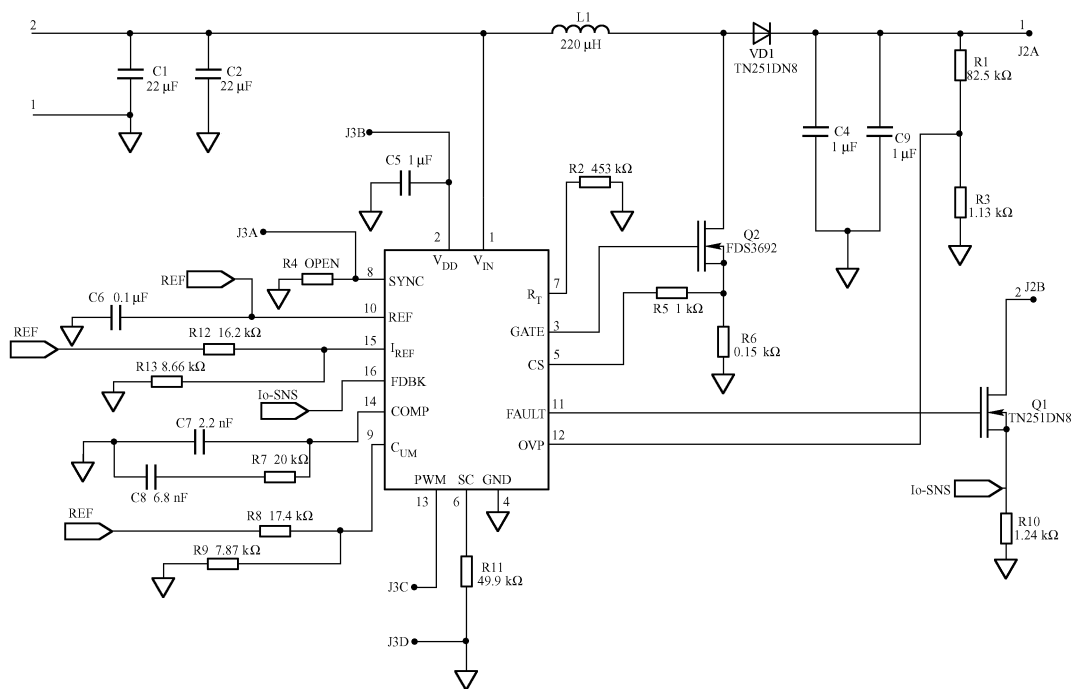


图 4-14 HV9911 升压型应用电路

### 4.1.6 基于 LT3474 大功率 LED 驱动器

LT3474 是一款支持多种电源的降压型 1 A LED 驱动器,具有一个 4 ~ 36 V 的宽输入电压范围,并可通过编程以高达 88% 的效率来输出 35 mA ~ 1 A 的驱动 LED 电流。该器件只需要极少的外部电路,并采用节省空间的 16 引脚 TSSOP 封装。

图 4-15 所示为 LT3474 采用一个 12 V 汽车电池输入作为工作电源时的配置。该电路容许汽车环境中常见的 4 ~ 36 V 电压摆幅。利用一个集成 NPN 开关、升压二极管和检测电阻器,LT3474 最大限度地减少了外部组件的数目。



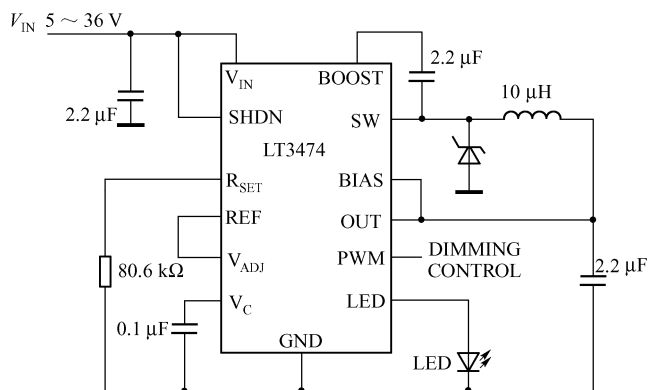


图 4-15 LT3474 1 A 降压型 LED 驱动器典型应用

高端检测提供了一种接地负极连接,从而放宽了布线约束条件。只需对电路稍做改动,即可实现 PWM 和模拟调光。

LT3474 可直接调节 LED 电流,因而能够在  $V_{IN}$  变动的情况下维持恒定的 LED 电流。LT3474 的宽输入范围使其能够与一个经过整流的 12 V AC 输入电压直接相连。

通过整流桥的 12 V AC 输入的 LED 驱动器如图 4-16 所示,采用一个小输入电容器实现了外形尺寸的最小化。在该应用中,LT3474 可提供接近 1 A 的 LED 电流,输入电容器的电压、电流波形如图 4-17 所示。在输入端上增大输入电容的通过整流桥的 12 V AC 输入的 LED 驱动器如图 4-18 所示,它将把输入电压保持在高于 LED 电压的水平上。在这种应用中,即使输入端存在显著的 120 Hz 纹波,LT3474 也能够提供一个恒定 LED 电流,如图 4-19 所示。

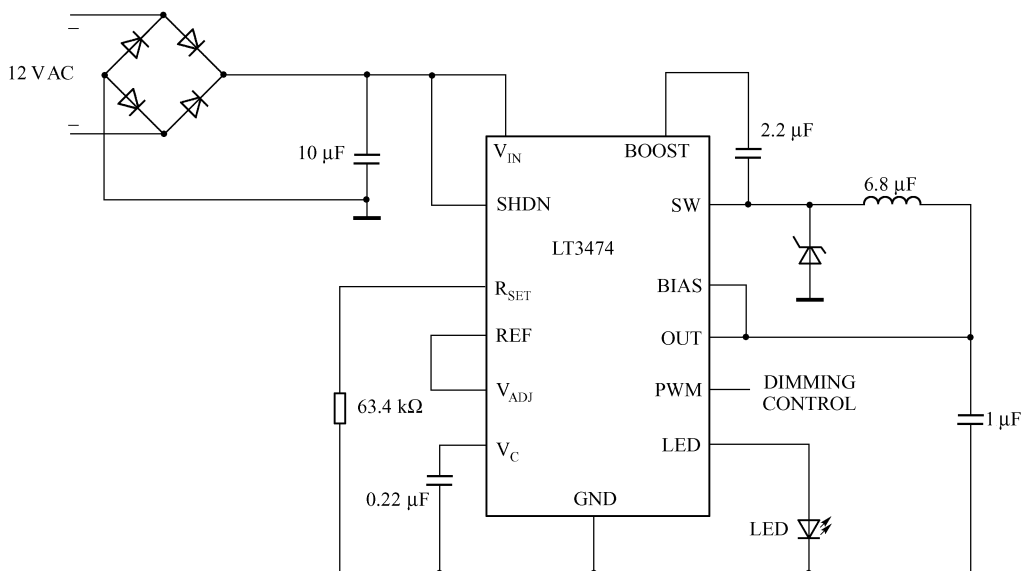


图 4-16 通过整流桥的 12 V AC 输入的 LED 驱动器

对于许多LED应用而言,热管理是其核心问题。一种可靠的解决方案是通过使LED结温低于所推荐的限值来维持LED的使用寿命。就该问题来说,对策之一是采用大的散热器,但这样做既浪费空间又增加成本。图4-20示出了一种更好的解决方案。LED的温度由安装在LED附近的热敏电阻来检测,并被变换成一个送至 $V_{ADJ}$ 引脚的电压信号。 $V_{ADJ}$ 引脚适当地减小流经LED的电流,以满足Luxeon III Star 制造商规定的功率降额要求。只需对电阻器阻值略加修改便可完成该电路的调节,以供其他驱动高亮度LED驱动器使用。

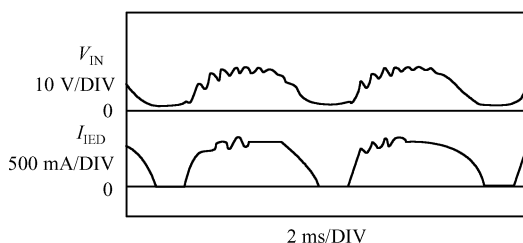


图4-17 输入电容器的电压、电流波形

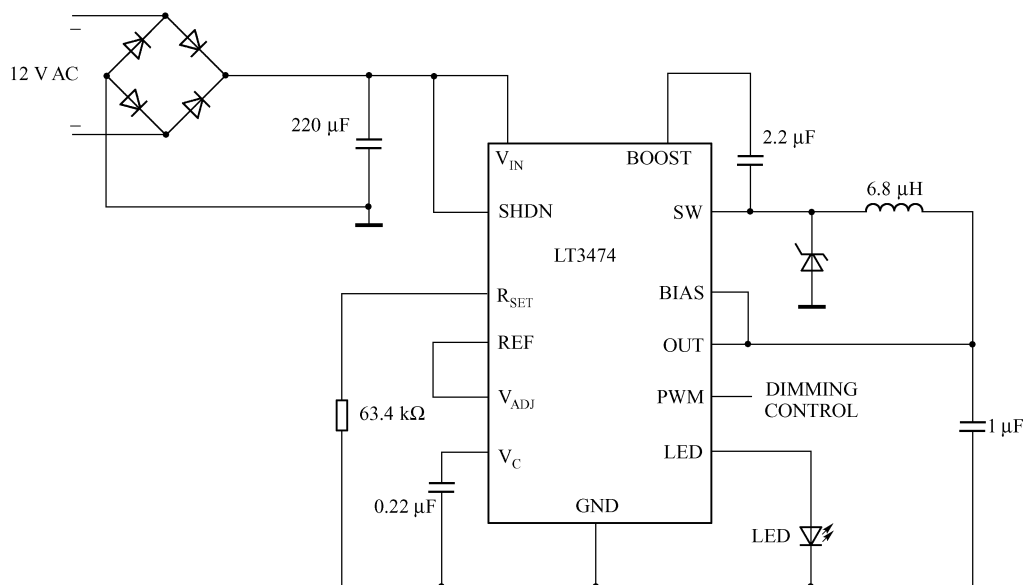


图4-18 增大输入电容通过整流桥的12 V AC输入的LED驱动器

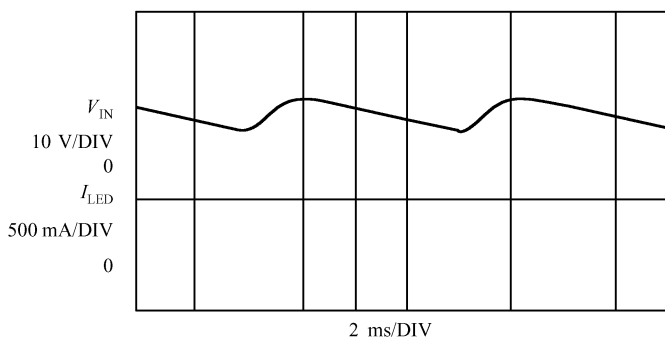


图4-19 输入电容器的电压、电流波形

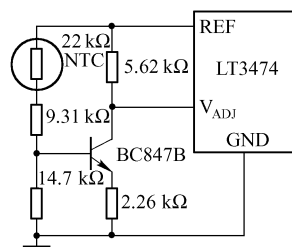


图4-20 LED温度检测电路

### 4.1.7 基于 DD311/DD312 单通道大功率 LED 恒流驱动器

#### 1. DD311 特性及应用电路

DD311 是一个单通道输出的 LED 恒流驱动器, 内建电流镜与电流开关组件, 是专为驱动大功率 LED 而设计的芯片。DD311 可驱动高达 1 A 的沉入电流 (sink current), 并可通过调整参考输入电流 ( $I_{REF}$ ) 来任意设定输出电流的大小。输出电流值约为 100 倍的  $I_{REF}$ ,  $I_{REF}$  可通过调整外接电阻或偏置 (bias) 电压来设定。微调或使能偏置电压可校正 LED 间的亮度不一或实现多只 LED 间整体亮度的同时调整。芯片的输出端可承受高达 36 V 的电压, 支持多只大功率 LED 的串接应用。内建输出使能端 (Enable), 可轻易地实现大功率 LED 的高灰阶应用。DD311 具有以下特性。

- ① 最大输出电流: 1 A (由参考输入电流  $I_{REF}$  设定)。
- ② 最小输出电压要求: 1 V (当  $I_{out} = 1$  A 时)。
- ③ 最大输出承受电压: 36 V (输出信道漏电流小于 0.1  $\mu$ A)。
- ④ 最大输出使能频率: 1 MHz。
- ⑤ 具有恒流输出特性。
- ⑥ 采用 TO-252 封装形式。

DD311 应用电路如图 4-21 所示, 在图 4-21 (a) 中调节电阻可以按 1:100 的电流比设置负载电流, 但要保持调节电阻上的电流稳定。调节 PWM 的占空比可以调节 LED 的亮度, 在最高 1 MHz 的频率下仍能提供精确的 LED 驱动电流。在图 4-21 (b) 中也可以按比例调节电流, 拉高 EN 脚, 在 1 脚输入 1 ~ 100 mA 电流, 负载电流会在 0.1 ~ 1 A 之间相应变化。

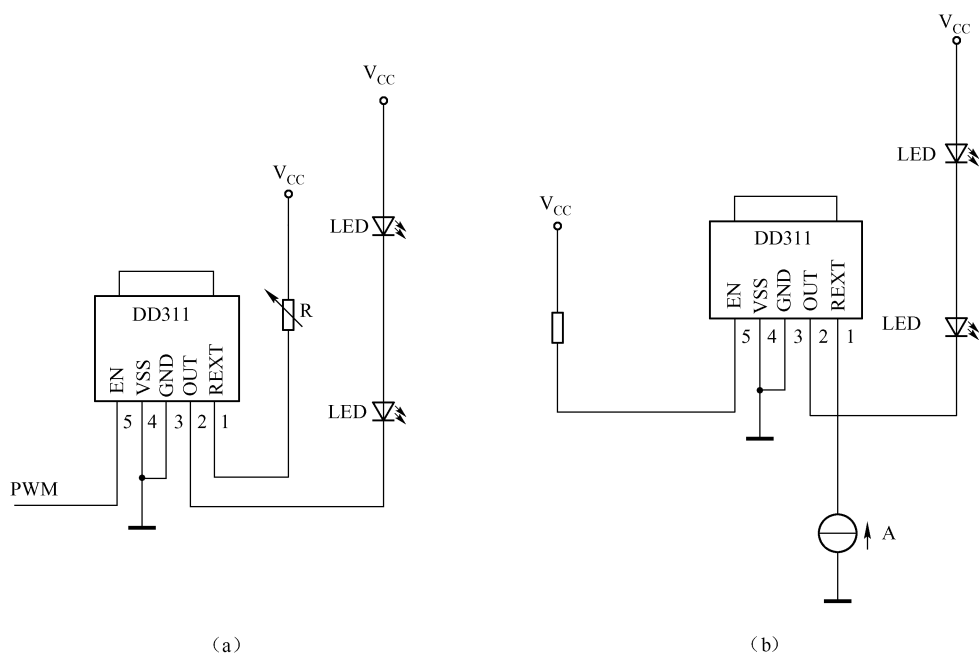


图 4-21 DD311 应用电路

## 2. DD312 特性及应用电路

DD312 是专为大功率 LED 应用所设计的恒流驱动器。芯片内含恒流产生电路, 可通过外接电阻来设定输出恒流值。通过芯片的使能端可以控制输出通道的开关时间, 切换频率最高达 1 MHz。电流输出反应快, 支持高色阶变化及高画面刷新率的应用。内建开路检测、过热断电及过电流保护功能, 使应用系统的可靠性大为提升。DD312 具有以下特性。

- ① 最大输出电流: 1 A (通过外接电阻设定)。
- ② 输出电流为 1 A 时所要求的最小输出电压为 1 V。
- ③ 最大输出承受电压: 18 V。
- ④ 最大输出使能频率: 1 MHz。
- ⑤ 芯片工作电压范围: 5 ~ 18 V。
- ⑥ 过电流保护功能。
- ⑦ 过热断电功能。
- ⑧ 过热警示功能 (SOP8 封装具备)。
- ⑨ LED 开路检测功能 (SOP8 封装具备)。
- ⑩ 封装形式: TO-252 或 SOP8 (带散热片)。

DD312 应用电路如图 4-22 所示, 图 4-22 (a) 为 DD312 典型应用电路, 当电压或功率超出 DD312 的最大承受值时, 可采取图 4-22 (b) 所示电路。

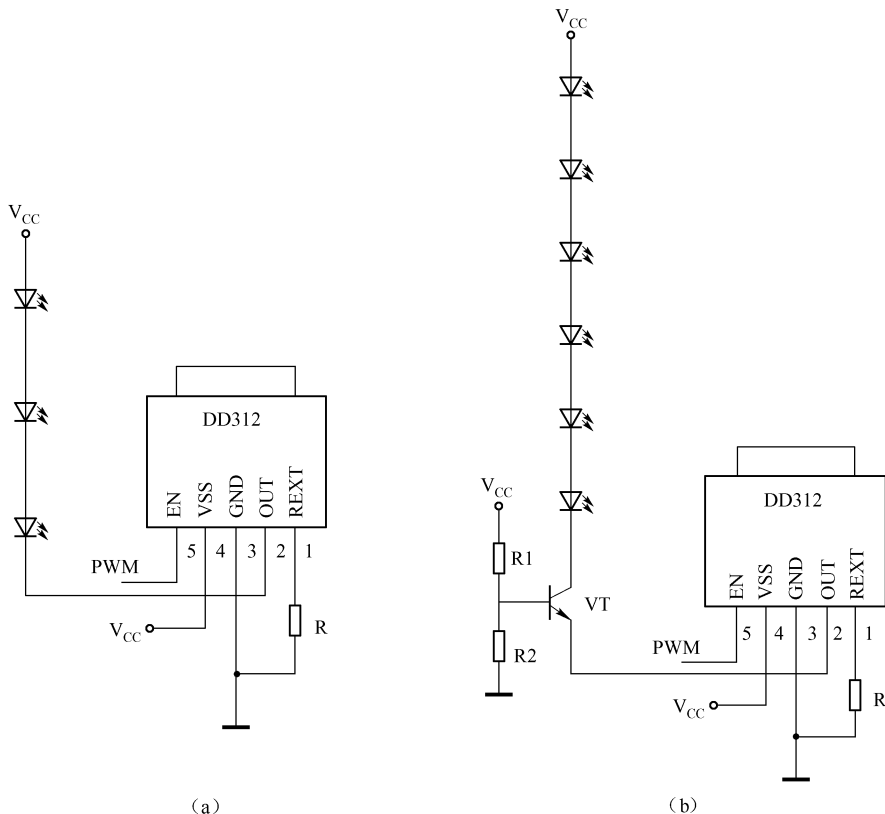


图 4-22 DD312 应用电路

最佳的温度保护居里点应该是  $80 \sim 90^{\circ}\text{C}$ 。最高环境温度为  $50^{\circ}\text{C}$ ，一般大功率 LED 结温在  $120^{\circ}\text{C}$  是可以承受的，芯片到铝基板的热阻，规格书一般推荐  $10 \sim 15^{\circ}\text{C}$ ，LED 基板的温度要保证在  $(120 - 15)^{\circ}\text{C} = 105^{\circ}\text{C}$ 。保留温差取  $50 \sim 105^{\circ}\text{C}$  的中间值  $77.5^{\circ}\text{C}$ ，一般电子元器件工作温度在  $85^{\circ}\text{C}$  是可靠的， $77^{\circ}\text{C}$  符合这个原则。

电路应在  $77^{\circ}\text{C}$  开始启动保护， $85^{\circ}\text{C}$  前大幅度地减低电流， $90^{\circ}\text{C}$  彻底完成温度保护功能。选择居里点在  $85^{\circ}\text{C}$  左右的热敏电阻可以设计出理想电路。DD311 和 DD312 温度保护电路如图 4-23 所示。

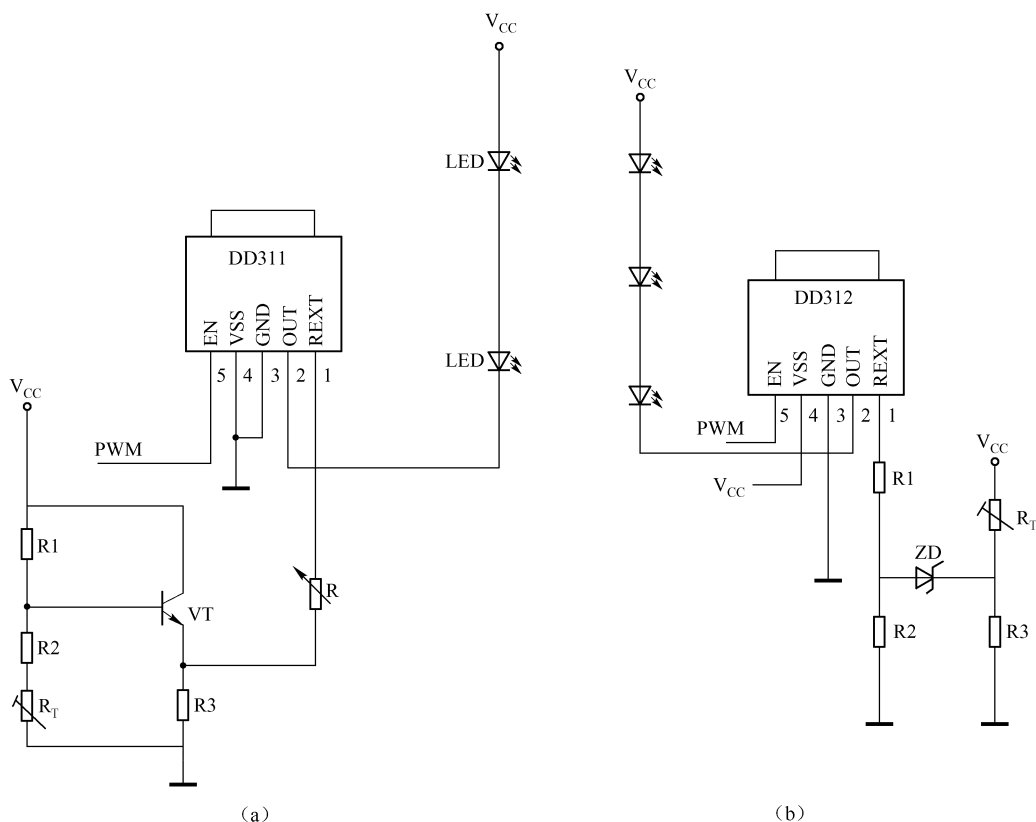


图 4-23 DD311 和 DD312 温度保护电路

#### 4.1.8 基于 PT4107 的 LED 驱动器

利用 Buck 电路设计离线式无隔离的 LED 驱动器应该是一个很好的选择，它可以为 LED 提供连续的供电电流，同时整体的系统成本与其他电路形式相比也是非常低的。PT4107 提供了一个峰值电流检测，可构成为 LED 提供连续电流的连续模式的 Buck 变换器。它具有两种调光功能，低频的 PWM 信号调光和线性可变电阻调光；另外提供了温度检测功能，通过一个热敏电阻检测整个系统的环境温度，为整个系统的可靠工作提供了安全的保证。PT4107 提供了方便的低成本的大功率 LED 驱动解决方案，是大功率 LED 驱动的最好选择。基于 PT4107 制作以 Buck 电路为基础的 LED 驱动器的电路原理图如图 4-24 所示。

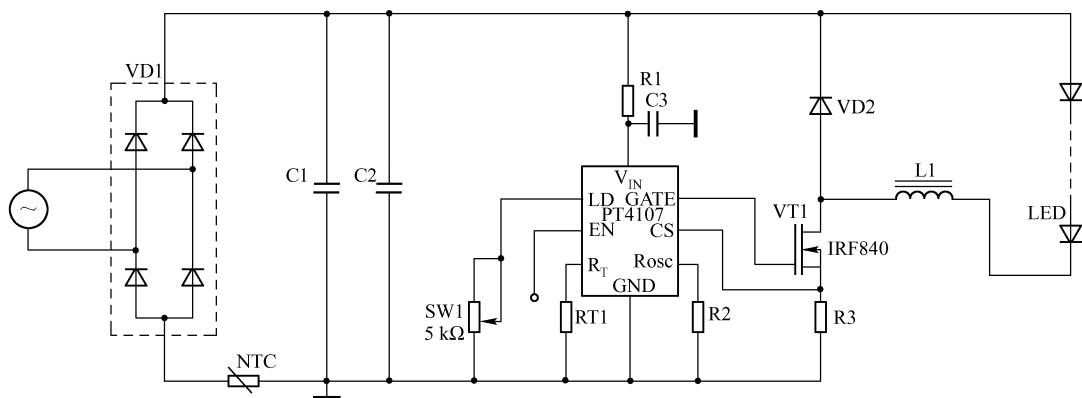


图 4-24 基于 PT4107 的 LED 驱动器

AC 输入电压为:  $V_{\text{nom,ac}} = 220 \text{ V}$ ,  $V_{\text{min,ac}} = 176 \text{ V}$ ,  $V_{\text{max,ac}} = 264 \text{ V}$ ,  $f_{\text{req}} = 50 \text{ Hz}$ 。LED 串电压为:  $V_{\text{O,min}} = 10 \text{ V}$ ,  $V_{\text{O,max}} = 24 \text{ V}$ 。LED 电流为:  $I_{\text{O,max}} = 350 \text{ mA}$ 。LED 效率为:  $\eta = 90\%$ 。

### 1. 确定开关频率

由于开关频率的大小决定了电感  $L1$  和输入滤波电容  $C1$  的尺寸。开关频率越高, 可以选用更小体积的电感和电容, 节省了系统的成本, 但同时 MOSFET 的开关损耗将大大增加, 会造成效率的降低。对于  $220 \text{ V AC}$  的交流输入来说, 综合考虑选用  $50 \text{ kHz}$  的振荡频率比较合适。相应振荡频率的电阻  $R_2$  由下面的公式计算得到:

$$f = \frac{25\,000}{R} \text{ kHz} \Rightarrow R_2 = \frac{25\,000}{f} \text{ k}\Omega \quad (4-11)$$

取  $R_2$  为  $500 \text{ k}\Omega$ , 计算出振荡频率为  $50 \text{ kHz}$ 。

### 2. 选择输入整流桥 (VD1) 和压敏电阻 NTC

输入整流桥的额定电压的确定是根据交流输入电压的最大值选择的; 额定电流的选择是根据系统正常工作时的输入平均电流决定的。

$$V_{\text{bridge}} = 1.5 \times (\sqrt{2} V_{\text{max,ac}}) \quad (4-12)$$

$$I_{\text{bridge}} = \frac{V_{\text{O,max}} \times I_{\text{O,max}}}{V_{\text{min,dc}} \times \eta} \quad (4-13)$$

式 (4-12) 中的  $1.5$  是一个安全裕量系数, 在这个设计中选择  $600 \text{ V}$ 、 $1 \text{ A}$  的整流桥。

在输入端放置一个热敏电阻, 这是限制输入冲击电流的最简单实用的方法。热敏电阻额定参数的选择取决于输入电压和要求冲击电流的大小。当冲击电流要求较高时, 相应的热敏电阻的数值就要取得较大, 这样就会产生较大的损耗。当热敏电阻的阻值选择较小时, 会提高整个系统的效率但对整流桥的冲击电流就比较大, 这要求选择更高额定电流的整流桥。综合考虑的情况下, 一般按下面的公式来选择热敏电阻的阻值:

$$R_{\text{cold}} = \frac{V_{\text{bridge}}}{5 \times I_{\text{bridge}}} \quad (4-14)$$

选用  $300 \Omega$  ( $25^\circ\text{C}$ )、电流额定值不小于  $0.2 \text{ A}$  的热敏电阻。

### 3. 输入电容的选择 (C1、C2)

输入电容的选择是使电容在充放电过程中能够保证后端电路需要的工作能量。要保证系统的正常工作, 电容上的最小电压应该是最大输出 LED 电压的两倍以上, 以保证系统的正常工作, 所以:

$$V_{\min,dc} = 2 \times V_{O,max} = 48 \text{ V}$$

输入电容应能够保证在最小的输入电压下, 为电路正常工作提供足够的能量, 所以电容的选择按下式计算:

$$C_1 \geq \frac{2 \times V_{O,max} \times I_{O,max}}{(2 \times V_{\min,ac}^2 - V_{\min,dc}^2) \times \eta \times f_{req}} \quad (4-15)$$

选择  $C_1 \geq 6.26 \mu\text{F}$ 。

输入电容的电压额定值应该按比最大峰值输入电压大 10% ~ 12% 的安全裕量来选择, 按下式计算:

$$V_{\max,cap} \geq (1.1 \sim 1.2) \sqrt{2} \times V_{\max,ac} \Rightarrow V_{\max,cap} \geq 410.6 \text{ V} \quad (4-16)$$

选择 450 V、10  $\mu\text{F}$  的电解电容。

由于电解电容存在相当大的 ESR, 不能吸收高频纹波, 所以还要另外在电解电容上并联一个多层瓷片电容 (MLCC) 来吸收高频纹波, 对于高频电容可按下式选择:

$$C_2 = \frac{I_{O,max} \times 0.25}{f_s \times (0.05 \times V_{\min,dc})} \quad (4-17)$$

选择 1  $\mu\text{F}$ 、450 V 的瓷片电容。

### 4. 输出电感的选择

电感的大小决定了 LED 中的脉动电流, 一个  $\pm 10\%$  (总的 20% 的峰峰值脉动) 的脉动电流对于 LED 来说是比较合适的, 更大的脉动电流虽然会减小电感的尺寸和降低系统的成本, 但同时也会降低 LED 的使用寿命。对于电感的选择可按下式计算:

$$L_1 = \frac{V_{O,max} \times \left(1 - \frac{V_{O,max}}{\sqrt{2} \times V_{ac,nom}}\right)}{0.2 \times I_{O,max} \times f_s} \quad (4-18)$$

选择  $L_1 = 6.5 \text{ mH}$ 。

电感的峰值额定电流按下式选择:

$$i_p = 0.35 \times 1.1 = 0.39 \text{ A}$$

电感的平均电流就是 20% 的脉动电流的平均电流, 它为系统输出的平均电流。选择 6.8 mH、峰值电流为 0.5 A、平均电流为 0.35 A 的功率电感。

### 5. 开关 MOSFET (VT1) 和续流二极管的选择

开关管的峰值电压等于最大的输入电压, 选择时应放大 50% 的安全裕量, 按下式选择:

$$V_{FET} = 1.5 \times (\sqrt{2} \times V_{ac,max}) \quad (4-19)$$

开关管的最大平均电流就是最小输入电压、最大占空比的情况下通过的电流:

$$I_{FET} \approx I_{O,max} \times \sqrt{D_{max}} \quad (4-20)$$



实际选择开关管的额定电流时均放大两倍的裕量, 就是选择3 倍的  $I_{\text{FET}}$ 。选择 600 V、小于 1 A 的 MOSFET。对于 MOSFET 的选择并不是越大越好, 要综合考虑额定电压、额定电流, 以及损耗等多方面的因素, 以达到最小的能量损失目的。

续流二极管的额定电压等于 MOSFET 的额定电压。续流二极管的平均电流按下式选择:

$$I_{\text{diode}} = 0.5 \times I_{\text{O,max}} = 0.175 \text{ A}$$

选择 600 V、1 A 的快恢复整流二极管。

## 6. LED 限流电阻的选择 (R3)

LED 限流电阻阻值按下式选择:

$$R_3 = \frac{0.25}{1.1 \times I_{\text{O,max}}} \quad (4-21)$$

电阻的额定功率按下式选择:

$$P_{R3} = I_{\text{O,max}}^2 \times R_3 \quad (4-22)$$

选择 0.62  $\Omega$ 、0.1 W 的限流电阻。

## 7. $V_{\text{DD}}$ 限流电阻 (R1) 和保持电容 (C3) 的选择

限流电阻 R1 的选择取决于芯片的工作电流和芯片驱动 MOSFET 所需的电流之和。具体可按下式选择:

$$R_1 = \frac{\sqrt{2} V_{\text{ac,nom}} - V_{\text{DD,nom}}}{I_{\text{in}}} \quad (4-23)$$

选择  $I_{\text{in}}$  为 5 mA, 得出 R1 的数值为 60 k $\Omega$ 。电阻的功率按下式确定:

$$P_{R1} = I_{\text{in,max}}^2 \times R_1 \quad (4-24)$$

式中,  $I_{\text{in,max}} = (1.414 \times 264) / (63.2 \times 1\,000) = 5.9 \text{ mA}$ 。

此例中 R1 的功率为 2 W, 保持电容 C3 的选择和 C1 的选择一样:

$$C_3 \geq \frac{2 \times V_{\text{in,max}} \times I_{\text{in,max}}}{(2 \times V_{\text{min,dc}}^2 - V_{\text{in,min}}^2) \times f_{\text{req}}} \quad (4-25)$$

选择 35 V、1  $\mu\text{F}$  的电解电容。

## 8. 热敏电阻 RT1 的选择

热敏电阻 RT1 的选择取决于系统的温度保护点。芯片的端口保护电压设置为 1 V, 芯片内部将有一个 30  $\mu\text{A}$  的恒流源对 RT1 热敏电阻提供电流。随着系统温度的升高, NTC 热敏电阻会变小, 当 30  $\mu\text{A}$  的电流源在热敏电阻上形成的压降小于等于 1 V 的保护点时, 系统将由于温度过高而停止工作。所以选择热敏电阻时要根据热敏电阻的温度特性、系统的合适保护点进行合理选择。本例选择 50 k $\Omega$  的热敏电阻。

### 4.1.9 基于 XLT604 大功率 LED 驱动器

#### 1. XLT604 芯片的结构功能

XLT604 是采用 BICMOS 工艺设计的 PWM 高效 LED 驱动控制芯片。它的输入电压在 8 ~



450 V DC 范围内均能有效驱动高亮度 LED。该芯片能以高达 300kHz 的固定频率驱动外部 MOSFET，且其频率可由外部电阻编程决定。外部高亮 LED 串可采用恒流方式控制，以保持恒定亮度并增强 LED 的可靠性，其恒流值可由外部取样电阻值决定，其变化范围从几毫安到 1 安。

XLT604 驱动的 LED 可以通过外部控制电压来线性调节其亮度，也可通过外部低频 PWM 方式调节 LED 的亮度。XLT604 各引脚的主要功能见表 4-5。

表 4-5 XLT604 各引脚的主要功能

序 号	名 称	功 能
1	LD	线性输入调光端
2	R <sub>OSC</sub>	振荡电阻接入端
3	CS	LED 电流采样输入端
4	GND	地
5	CATE	驱动外部 MOSFET 栅极
6	V <sub>DD</sub>	电源
7	PWM	PWM 输入调光端，兼作使能端
8	V <sub>DD</sub>	电源

## 2. XLT604 的应用电路

XLT604 是可降压、升压、升降压驱动大功率 LED 的控制芯片。该芯片既适用于 AC 输入，也适用于 8 ~ 450 V 的直流输入。交流输入时，为提高功率因数，可在线路中加入无源功率因数校正电路。XLT604 可驱动上百个 LED 的串联或数串并联，通过调节恒流值来确保 LED 的亮度并延长寿命。PWM 端可采用低频脉宽调制的方法调节 LED 亮度，同时兼作使能端，该端悬空时，芯片无输出控制。实际上，该芯片也可以通过 LD 端的线性调压方式调节 LED 的亮度。图 4-25 所示是 XLT604 在交流输入中的典型应用电路。

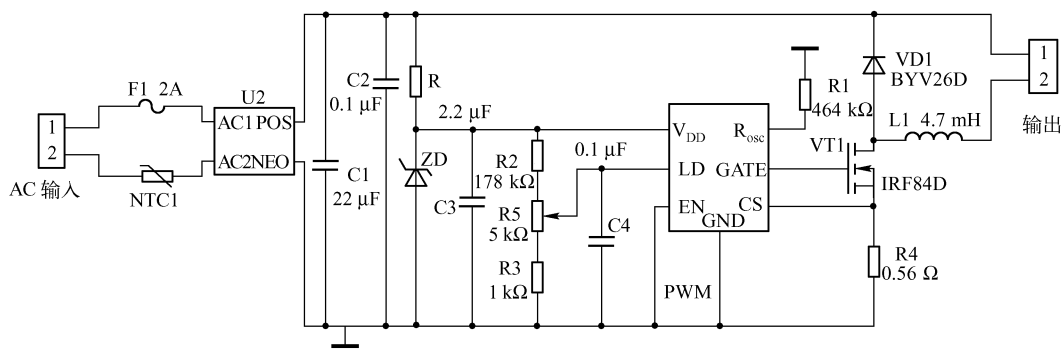


图 4-25 XLT604 在交流输入中的典型应用电路

## 3. 电路元器件的参数设计

### 1) 电路开关频率的计算

开关频率决定了电路中电感的大小，高的频率可以使用较小的电感，但这会增加电路的损耗。典型的开关频率应在 20 ~ 150 kHz 之间，欧洲的电压是 230 V，可以用较小的开关频率；北美的电压是 120 V，选择 100 kHz 是一种好的折中方案。电路中的振荡频率可以通过下式计算：

$$f_{\text{OSC}} = 22\,000 / (R_{\text{OSC}} + 22) \quad (4-26)$$

式中,  $R_{\text{OSC}}$  的单位为  $\text{k}\Omega$ 。

## 2) 交流输入电感的设计

设 AC 输入有效值为 120 V,  $I_{\text{LED}}$  为 350 mA,  $f_{\text{OSC}}$  为 50 kHz, 10 个 LED 的正向压降  $V_{\text{LEDS}}$  为 30 V, 则:

$$V_{\text{in}} = 120 \times 1.41 = 169 \text{ V}$$

开关占空比为:

$$D = V_{\text{LEDS}} / V_{\text{in}} = 30 / 169 = 0.177$$

$$T_{\text{on}} = D / f_{\text{OSC}} = 3.5 \text{ ms}$$

$$L = (V_{\text{in}} - V_{\text{LEDS}}) T_{\text{on}} / (0.3 I_{\text{LED}}) = 4.6 \text{ mH}$$

## 3) 输入滤波电容的设计

输入滤波电容应确保整流电压值始终大于两倍的 LED 串电压, 假设电容两端有 15% 的纹波电压, 那么其电容的简单计算方法如下:

$$C_{\text{min}} = 0.06 I_{\text{LED}} \times V_{\text{LEDS}} / V_{\text{in}}^2 = 22 \mu\text{F}$$

因此, 选择值为 22  $\mu\text{F}$ /250 V 的电容作为输入滤波电容。

## 4) LED 驱动控制

XLT604 可用来控制包括隔离/非隔离、连续/非连续等多种类型的变换器。当 GATE 端输出高电平时, 电感或变压器原边电感的储能将直接传给 LED 串, 而当功率 MOSFET 关断时, 储存在电感上的能量将会转换为驱动 LED 的电流。

当  $V_{\text{DD}}$  端电压大于 UVLO 时, GATE 端可以输出高电平, 此时电路将通过限制功率管电流峰值的方式工作。将外部电流采样电阻与功率管的源极串联, 当外部采样电阻的电压值超过设定值 (内部设定值 250 mV, 也可通过 LD 外部设定) 时, 功率管关断。如果希望系统软启动, 则可在 LD 端对地并接一个电容, 以使 LD 端电压按期望的速率上升, 进而控制 LED 的电流缓慢上升。

## 5) 调光

本电路的调光有线性调节和 PWM 调节两种方式, 两种方式可单独调节, 也可组合调节。线性调光可通过调节 LD 端的电压 (0 ~ 250 mV) 来实现, 该电压优先于内部设定值 250 mV。通过调节连接在电源地上的变阻器可改变 CS 端的电压, 当 LD 端的电压高于 250 mV 时其电压变化将不影响输出电流。而如果希望得到更大的输出电流, 可以选择一个更小的采样电阻。

PWM 调光则通过一个几百赫兹的 PWM 信号加在 PWM 端来实现。PWM 信号的高电平时间长度正比于 LED 亮度, 在该模式下, LED 电流可以在 0 ~ 额定值之间设定。通过 PWM 调节方式可以在 0 ~ 100% 范围内进行调光。但不能调出高于设定值的电流。PWM 调光的精度仅受限于 GATE 端输出的最窄脉宽。

## 6) 功率因数校正

当电源输入功率不超过 25 W 时, 可采用一个简单的无源功率因数校正电路来进行功率校正, 该电路含有三个二极管和两个电容, 可将电路功率因数提高至 0.85。该 PFC 电路如图 4-26 中的虚线框所示。

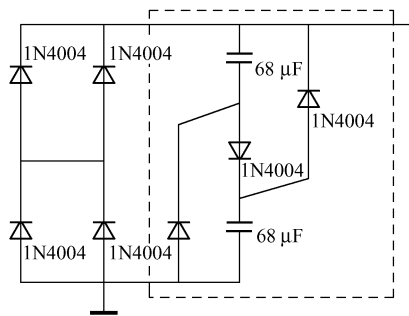


图 4-26 调光电路中的 PFC 电路

#### 4.1.10 基于 AP3706 隔离式 AC/DC LED 驱动器

AP3706 是 BCD 公司最新开发的一款高性价比的隔离式 AC/DC LED 驱动器, 该方案仅采用极少的外部组件就可实现宽电压范围输入、恒流输出, 并能满足 LED 驱动器的各项要求。

##### 1. AP3706 的特点

AP3706 具有以下特点: 由 AP3706 构成的反激式电路工作在断续导通模式下; 无须副边光耦及恒压、恒流控制电路, 利用原边控制技术实现恒压、恒流输出; 无须环路补偿电路就能实现稳定控制; 随机频率调制技术可降低系统 EMI; 驱动外部功率管低电压导通, 从而降低了开关损耗; 其他特点包括内部软启动功能、输出开路、过压保护功能和短路保护功能。图 4-27 为 AP3706 的引脚图。

##### 2. 恒流输出控制原理

AP3706 恒流输出控制原理如下: 图 4-28 所示为反激式电路副边输出电流波形, 定义输出二极管 VD2 的导通时间为  $T_{\text{ons}}$ , 关断时间为  $T_{\text{offs}}$ , 输出电流峰值为  $I_{\text{pks}}$ , 变压器原边绕组匝数为  $N_{\text{p}}$ , 副边匝数为  $N_{\text{s}}$ 。在恒流输出工作模式下, AP3706 控制开关占空比, 保持输出二极管 VD2 的导通时间  $T_{\text{ons}}$  和关断时间  $T_{\text{offs}}$  比例恒定。在一个开关周期内, 输出电流的平均值为:

$$I_{\text{out}} = \frac{1}{2} \times I_{\text{pks}} \times \frac{T_{\text{ons}}}{T_{\text{ons}} + T_{\text{offs}}} \quad (4-27)$$

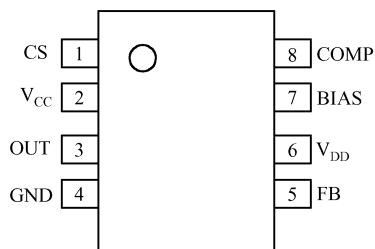


图 4-27 AP3706 的引脚图

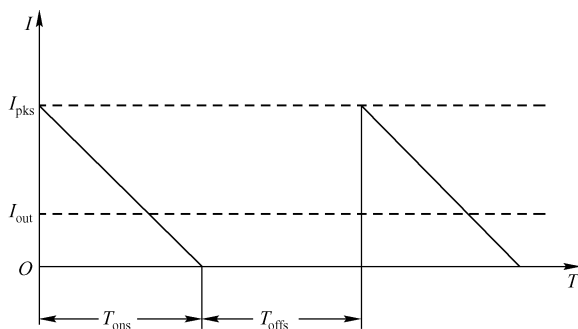


图 4-28 反激式电路副边输出电流波形

根据安培定理, 输出二极管 VD2 刚导通时输出电流峰值  $I_{\text{pks}}$  与变压器原边电流峰值  $I_{\text{pk}}$  有如下关系:

$$I_{\text{pks}} = \frac{N_{\text{p}}}{N_{\text{s}}} \times I_{\text{pk}} \quad (4-28)$$

因此, 输出电流的平均值为:

$$I_{\text{out}} = \frac{1}{2} \times \frac{N_{\text{p}}}{N_{\text{s}}} \times I_{\text{pk}} \times I_{\text{pks}} \times \frac{T_{\text{ons}}}{T_{\text{ons}} + T_{\text{offs}}} \quad (4-29)$$

AP3706 通过检测原边电流, 控制原边电流峰值恒定, 同时控制开关占空比, 保持输出二极管 VD2 的导通时间  $T_{\text{ons}}$  和关断时间  $T_{\text{offs}}$  比例恒定, 从而实现了输出电流的恒定。

### 3. 电路设计

电路设计要求输入交流电压范围  $85 \sim 265 \text{ V}$ ，输出负载为  $1 \sim 4$  只  $3 \text{ W}$  LED 串联，保持  $1 \text{ A}$  恒定输出电流。基于 AP3706 设计的  $12 \text{ W}$  LED 驱动器原理图如图 4-29 所示。

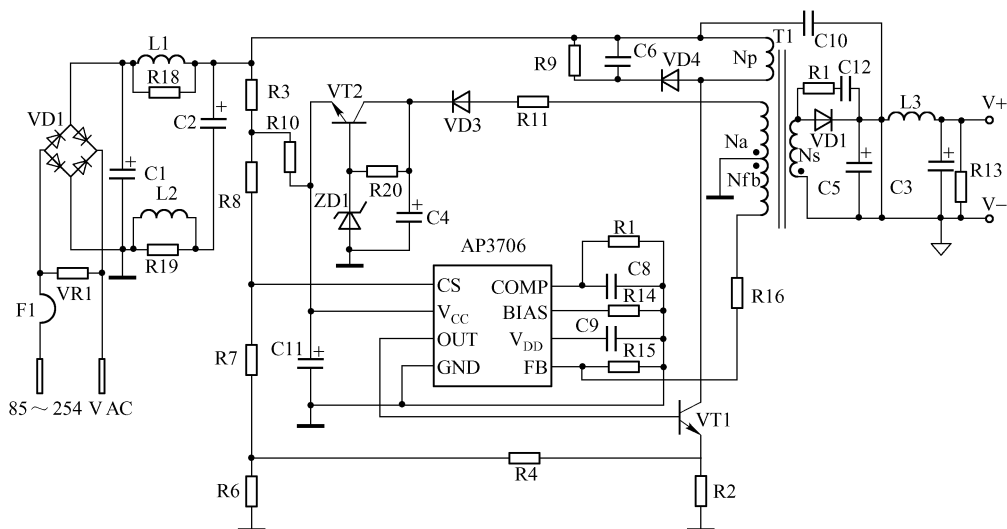


图 4-29 基于 AP3706 设计的 12 W LED 驱动器原理图

图 4-29 中的变压器 T1 采用 EE20 磁芯, 有 4 个绕组, 原边绕组电感量为 1.2 mH, 原边绕组与副边绕组匝比为 80:11。Na 为辅助绕组, 为芯片 AP3706 供电。由于负载要求 1 ~ 4 只 LED 串联, 输出电压变化范围大, 因此采用了由 C4、VT2、ZD1、R10、C11 组成的稳压供电电路。电阻 R3、R10 为 AP3706 提供启动电流。反馈绕组 Nb 检测输出二极管 VD1 的导通期间的输出电压, 经电阻 R16、R15 分压后送 AP3706 FB 脚比较, 提供输出电压开路保护。原边开关电流经电阻 R2 检测, 经 R4、R7 送达 AP3706 CS 脚进行电流比较, 从而确保输出电流恒定。VD4、R9、C6 构成开关 VT1 关断时 RCD 吸收钳位电路。

#### 4.1.11 基于 LTC3490 的白光 LED 驱动器

LTC3490 提供了一种用于把单节或双节电池电压提升至所需的白光 LED 正向电压，以及通过白光 LED 负载来调节电流的简单解决方案。高频（1.3 MHz）工作允许采用小值电感器和电容器。电流检测电阻器和环路补偿组件是内置的，因而减少了外部组件数目。LTC3490 是一款同步变换器，从而免除了整流二极管，以及与之相关的功率损失。所需的外部组件仅有一个升压电感器和一个输出滤波电容器。若设有停机和调光功能，还需增加少量的电阻器，在某些情况下还需增设一个输入电容器。

LTC3490 是一款同步升压型变换器，利用一个低电压启动电路，它能够在输入电压低至 0.9 V 的条件下正常启动。当输出电压超过 2.3 V 时，升压电路将接通，而启动电路将被关断。该升压变换器采用的是一种固定频率和电流模式。

白光 LED 的电流利用一个位于高压侧的内部  $0.1\ \Omega$  电阻器来检测, 因此允许把白光 LED 的负极接地。检测放大器实现检测值与基准值的比较, 且对比较后的差值进行积分运

算,并将其作为 PWM 控制器的给定信号,由 PWM 控制器控制白光 LED 的电流,而与白光 LED 的正向电压无关。

在两节电池应用中,LTC3490 的效率高达 90%;在单节电池应用中,LTC3490 的效率高于 70%。图 4-30 给出了两节电池电路和单节电池电路。在图 4-30 所示电路中,当输出电压高于 4.5 V 时,过压检测器将强制 LTC3490 进入停机模式。过压检测器保持接通状态,并在输出电压降至 4.5 V 以下时恢复正常工作。

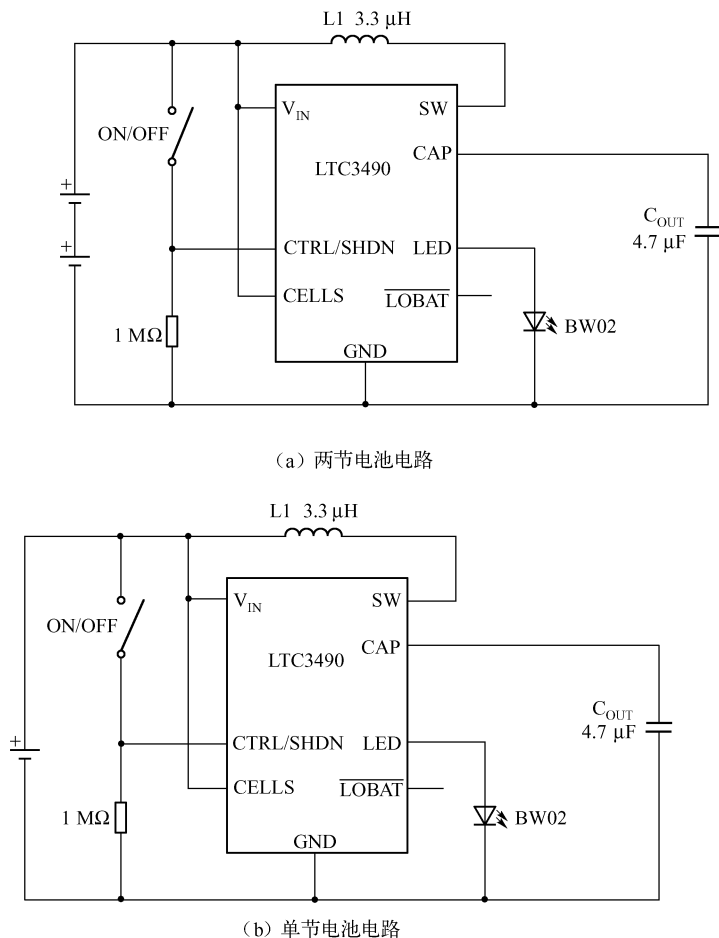


图 4-30 LTC3490 两节电池电路和单节电池电路

LTC3490 可采用 CTRL/SHDN 脚来逐渐减小白光 LED 的电流。CTRL/SHDN 脚具有三项功能: 停机、调光控制和恒定电流输出。该引脚电压与  $V_{IN}$  引脚电压之间存在一种比例关系,这使得能够采用简单的电阻分压器来设定电流值。当 CTRL/SHDN 脚的电压低于  $0.2 V_{IN}$  时,器件处于停机模式,吸收电流极小;当 CTRL/SHDN 脚的电压高于  $0.9 V_{IN}$  时,器件处于 350mA 恒定电流模式;当 CTRL/SHDN 脚的电压处于  $(0.2 \sim 0.9) V_{IN}$  之间时,白光 LED 的电流将在  $0 \sim 350 \text{ mA}$  之间线性变化。

LTC3490 提供了两个低电池电量检测电平,这些电平由 CELLS 引脚来设定,用于指示电池的节数。当 CELLS 引脚为低电平时,低电池电量检测电平被设定为 1.0 V,而当 CELLS

引脚与  $V_{IN}$  引脚相连时, 低电池电量检测电平则被设定为 2.0 V。这分别对应于单节和双节电池工作。当电池电压降至检测电平以下时,  $\overline{LOBAT}$  引脚上的一个漏极开路输出将被拉至低电平。该输出可用来驱动一个指示器, 或被反馈至 CTRL/SHDN 引脚, 以减小白光 LED 的电流, 从而延长电池的工作时间。

LTC3490 还有一个欠压闭锁电路, 该电路将在电池电压降至每节 0.8 V 以下时关断 LTC3490, 从而能够防止电池电流过大 (单节电池), 以及在放电不均的镍氢电池中发生电池反接 (两节电池)。

#### 4.1.12 基于 PAM2842 的 LED 驱动器

LED 的正向电流与环境温度有关, 图 4-31 表明了 LED 在不同环境温度时的伏安特性。LED 的温度系数通常为负的, 也就是当温度升高时, 伏安特性向左移动, 该值约为  $-2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ , 当环境温度从  $20^{\circ}\text{C}$  上升到  $70^{\circ}\text{C}$  时, 正向电压就会降低 0.1 V, 正向电流会降低约 100 mA。当温度变化时, 由于正向电流减小, LED 的发光光谱也会发生变化。通常是向波长长的方向漂移, 大约每升高  $10^{\circ}\text{C}$  漂移 1 nm。因此, 在应用中一定要保持正向电流恒定。

在 LED 驱动器设计中采用一个集成电路来控制 LED 的电流, 使其无论在电池电压降低还是环境温度升高时都能保持电流恒定。PAM2842 就是这样一种芯片, 它能够以 12 V 或 24 V 的输入电源电压驱动 10 只串联的 3 W LED。最高输出电压可达 40 V, 最大输出电流可达 1.75 A, 但总输出功率不能大于 30 W。PAM2842 的实际应用电路如图 4-32 所示。

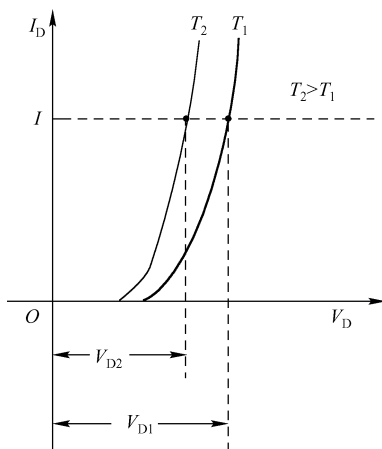


图 4-31 在不同环境温度时 LED 的伏安特性

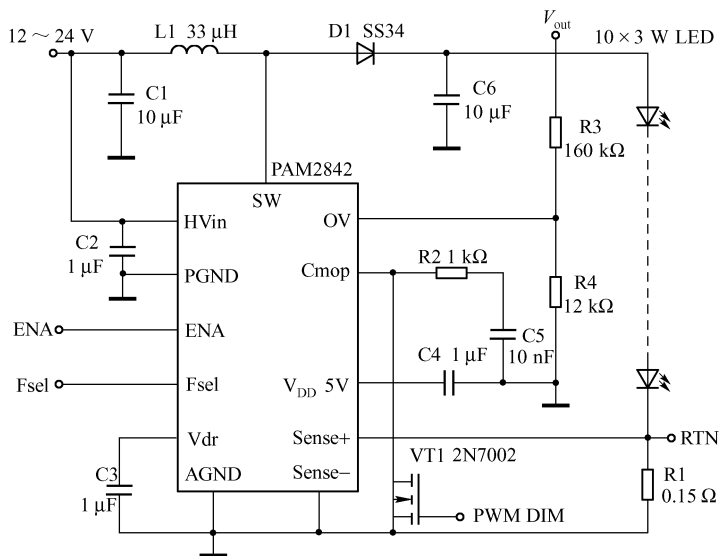


图 4-32 PAM2842 的实际应用电路

LED 的电流由串联的采样电阻决定，PAM2842 要求其反馈电压为 0.1 V，串联电阻的阻值就可以根据所要求的正向电流来设定。假设对 3 W 的 LED 要求其正向电流为 700 mA，则其阻值为 0.142 Ω，损耗为 0.07 W，对效率的影响基本上可以忽略不计。二极管必须采用低压降、大电流的肖特基二极管，以减小功耗。电感需要采用高饱和电流、低 DCR 的电感。此外，PAM2842 的工作频率可以有三种选择：500 kHz、1 MHz、1.6 MHz。为降低其开关损耗，应选择 500 kHz 开关频率。此时可以把 Fsel 端接地。

PAM2842 具有很好的恒流特性，当输入电压从 12 V 降至 10 V 时，LED 中电流的变化不到 3%，这样就可以保证 LED 的亮度基本不变。芯片内部具有过压保护电路（OVP），如果出现一个 LED 开路，芯片的升压会被限制而不至于过高，保护芯片本身不至于损坏。但由于所有 LED 为串联，如果一只 LED 开路，必然会导致所有 LED 不亮。但是，假如有一只 LED 短路，这时，由于有恒流环控制，所以芯片会自动降低其输出电压，而保持流过 LED 的电流不变，因此不影响其他 LED 的工作。

由于 PAM2842 是作为升压芯片来使用的，因此在要求的升压比较高时，它的效率较低。例如，假设输入电压为 24 V，升压至 40 V，其效率可达 95% 以上。如果输入电压为 12 V，仍然要求升压至 40 V，这时其效率就只有 91% 左右。为了在 12 V 时能获得 95% 的效率，可以把 10 只 LED 分成两串，每串为 5 只 LED 串联，这样就只要求升压至不到 20 V，可以将效率提高至 95%。而且如果一个 LED 开路，至多影响一串 5 个 LED，而不会影响另一串 5 个 LED 的工作。这时，两串 LED 共享一个 LED 电流采样电阻，由于电流增加一倍变成 1.4 A，所以电流采样电阻阻值也应当减小一倍，变成 0.07 Ω。或者只将其中一串 LED 的电流进行采样，而另一串 LED 直接接地，这样就只能对其中一串的 LED 电流进行恒流控制。

上述两种方法各有优缺点。两串并联时，所控制的是两串电流之和。因此，如果两串的 LED 伏安特性有区别，这两串 LED 的电流就会有所不同。除了电流采样电阻，限压电阻 R3 和 R4 的值也需要做相应的调整。只要根据  $V_{out} = 1.2 \times (1 + R_3/R_4)$  的公式加以调整就可以了。

因 1 W 的 LED 比较成熟，散热也容易处理。同样可以利用 PAM2842 来驱动两串 10 只 1 W 的 LED，总输出功率约为 23 W。不过，对于 1 W 的 LED，它的驱动电流是 350 mA，所以两串并联后的总电流仍然是 0.7 A，和一串 10 只 3 W 的 LED 情况一样，采样电阻仍然是 0.142 Ω。当然，也可以连成 4 串，每串 5 只 1 W 的 LED，总数为 20 只，甚至是连成 5 串，每串 5 只 1 W 的 LED，以减少由于某一串中的 LED 开路而引起不亮的 LED 个数。这时采样电阻需根据电流值来调整。各种不同结构所对应的电流采样电阻和输出限压电阻的阻值见表 4-6。

表 4-6 各种不同结构所对应的电流采样电阻和输出限压电阻的阻值

架 构	1 串 10 个 3 W	2 串 5 个 3 W	2 串 10 个 1 W	4 串 5 个 1 W	5 串 5 个 1 W
输出功率	23.1 W	23.1 W	23.1 W	23.1 W	28.8 W
电流	0.7 A	1.4 A	0.7 A	1.4 A	1.75 A
R <sub>1</sub>	0.142 Ω	0.07 Ω	0.142 Ω	0.07 Ω	0.06 Ω
R <sub>3</sub>	360 kΩ	180 kΩ	360 kΩ	180 kΩ	180 kΩ
R <sub>4</sub>	12 kΩ	12 kΩ	12 kΩ	12 kΩ	12 kΩ



图4-32中元器件的参数为: C1、C6, 10  $\mu$ F/50 V; C2, 1  $\mu$ F/50 V; C3、C4, 1  $\mu$ F/10 V; C5, 10 nF/50 V; R1,  $0.1 \text{ V}/I_{\text{LED}}$ , 2串1 W LED 总电流约667 mA,  $R_1 = 0.15 \Omega$ , 可以用多个电阻并联来调整这个阻值到合适的电流; R2, 1 k $\Omega$ ; R3、R4 用于设定输出限制电压。  $V_{\text{out}} = 1.2 \times (1 + R_3/R_4)$ , 取  $R_3 = 12 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 360 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{\text{out}} = 37.2 \text{ V}$ , 要大于10个1 W LED 串联的电压, 但是要小于40 V; L1, 33  $\mu$ H/3 A; VD1, 3 A/40 V。

工作频率选择500 kHz, 要将Fsel接地。PAM2842可用于任何直流电源(12~24 V)供电的LED照明系统, 或是采用开关电源将交流变成直流输出的系统中。在很多应用中, 出于安全的考虑, 通常都是采用低压直流电源。

#### 4.1.13 基于LT3478和LT3478-1高调光比LED驱动器

##### 1. LT3478和LT3478-1的特性

凌力尔特公司的LT3478和LT3478-1是单芯片升压型DC/DC变换器, 能在很宽的范围内利用恒定电流来驱动高亮度LED。除了可选的10:1模拟调光范围之外, LT3478和LT3478-1还具有3 000:1的PWM调光范围, 可以保持LED的色彩。

LT3478和LT3478-1的易用性很好, 并具有旨在优化性能、可靠性、外形尺寸和总成本的可编程功能。这些器件可工作在升压、降压和降升压型LED驱动器拓扑结构中。它们所能提供的LED电流大小取决于拓扑结构, 最高可达4 A。LT3478和LT3478-1是大功率LED应用(包括汽车和航空电子照明)的理想选择, 它们采用16引脚耐热增强型TSSOP封装, 具有E级或I级温度额定值。

LT3478和LT3478-1的工作原理与传统的电流式升压型变换器相似, 但它们采用LED电流(而不是输出电压)作为控制环路的主反馈源。这两款器件均采用高压侧LED电流检测, 以便可以工作在降压和降升压模式。LT3478-1通过集成电流检测电阻器来节省空间和成本, 并将最大LED电流限制为1.05 A。LT3478采用外部检测电阻器, 允许最大可编程LED电流为4 A。

##### 2. 设置最大LED电流

调光电流的控制是一个重要的特性, 但避免LED过驱动(超过其最大额定电流)也同样很重要。LT3478和LT3478-1使设置最大电流, 以及根据温度降低最大电流变得非常容易。

LT3478和LT3478-1利用CTRL1引脚电压来控制最大LED电流, 除非器件被设置为根据温度降低最大LED电流(利用CTRL2引脚来完成)。可以利用从 $V_{\text{REF}}$ (如图4-33所示)或外部电压电源引出的简单电阻分压器来设置CTRL1引脚电压, 也可以直接将CTRL1连接至 $V_{\text{REF}}$ 引脚, 以提供最大电流。图4-34给出了LED电流与CTRL1引脚电压的关系曲线。

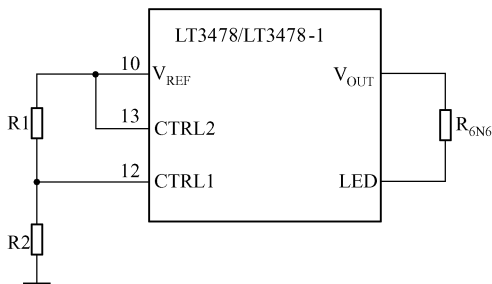


图4-33 用来设置最大LED电流的电路连接图



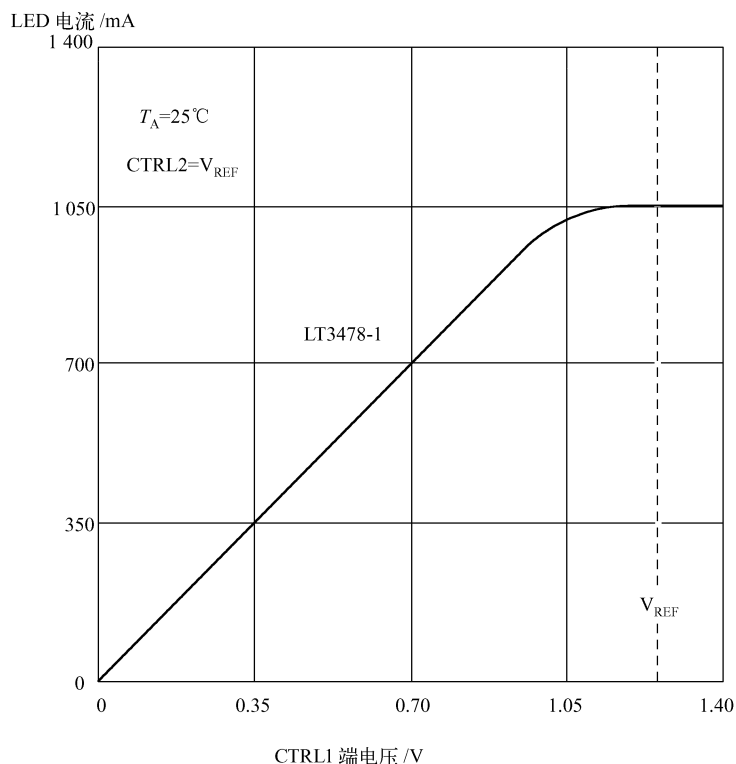


图 4-34 LED 电流与 CTRL1 引脚电压的关系曲线

### 3. 根据温度降低最大 LED 电流

为确保最佳的可靠性, LED 制造商规定了最大容许 LED 电流与温度的关系曲线, 如图 4-35 所示。如果不根据温度调节最大 LED 电流, 可能对 LED 造成永久损坏。

LT3478 和 LT3478-1 通过 CTRL2 引脚来降低电流。如图 4-36 所示, 只需通过一个与温度有关的电阻分压器把 CTRL2 引脚连接至  $V_{REF}$  即可。当温度上升时, CTRL2 引脚电压下降, 当 CTRL2 引脚电压降至低于 CTRL1 引脚电压时, 则由 CTRL2 引脚电压设置最大 LED 电流, 如图 4-37 所示。

LED 电流开始下降时的温度及电流下降的快慢由所采用的电阻网络的电阻值来选择。图 4-36 给出了 LT3478/LT3478-1 编程 LED 电流下降与温度的一个实例。采用图 4-36 所示的可选方案 C, 其中,  $R_4 = 19.3 \text{ k}\Omega$ 、 $R_Y = 3.01 \text{ k}\Omega$ 、 $R_{NTC} = 22 \text{ k}\Omega$  (NCP15XW223-J0SRC)。

### 4. 模拟调光

许多 LED 应用都需要进行准确的亮度控制。可以简单地通过减小 LED 电流来降低 LED 亮度, 这种方法被称为“模拟调光”, 但减小 LED 的工作电流会改变 LED 的色彩。LT3478 和 LT3478-1 可以通过把 CTRL1 引脚电压从 1 V 降至 0.1 V 来实现 10:1 调光。如果色彩保持特性很重要, PWM 调光是一种更好的可选方案。

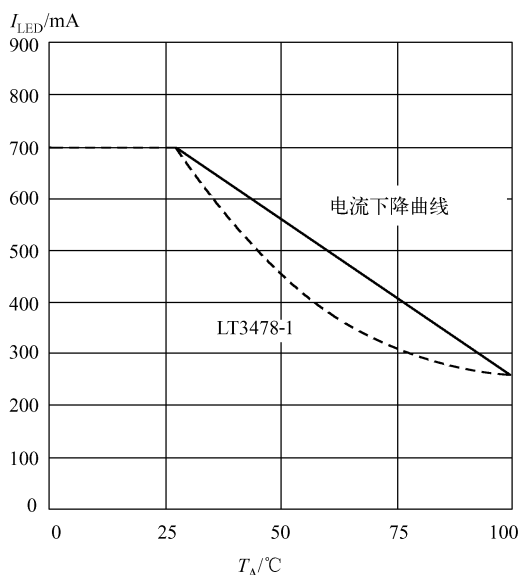


图 4-35 最大容许 LED 电流与  
环境温度的关系

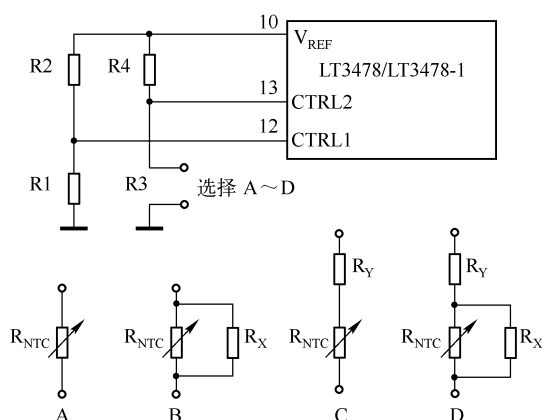


图 4-36 通过电阻分压器把 CTRL2 引脚  
连接至  $V_{REF}$

## 5. PWM 调光

PWM 调光 (如图 4-38 和图 4-39 所示) 可产生很高的调光比, 且不会导致与电流有关的 LED 色彩变化。LT3478 和 LT3478-1 的 PWM 调光是通过 PWM 引脚来实现的。当 PWM 引脚为有效高电平 ( $T_{PWM(ON)}$ ) 或低电平时, LED 电流分别为最大值或 0。LED 的导通时间 (或者平均电流) 受控于 PWM 引脚的占空比。由于 LED 始终工作于相同的电流条件下 (最大电流由 CTRL1 引脚设置), 而只有平均电流发生变化, 所以调光不会导致 LED 的色彩改变。

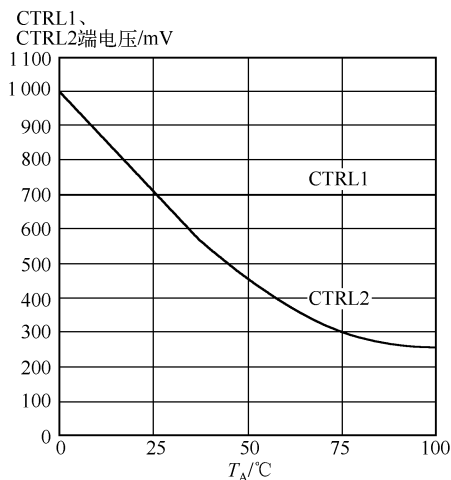


图 4-37 CTRL1 和 CTRL2 引脚电压  
与温度的关系曲线

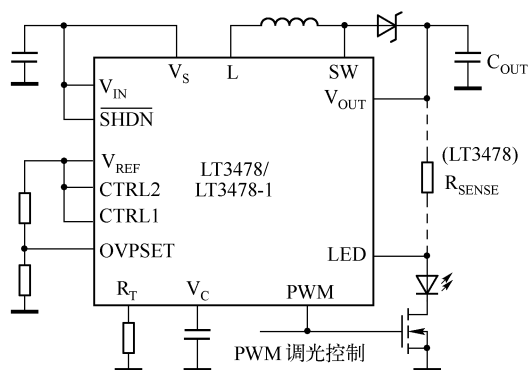


图 4-38 PWM 调光通过 PWM 引脚来实现

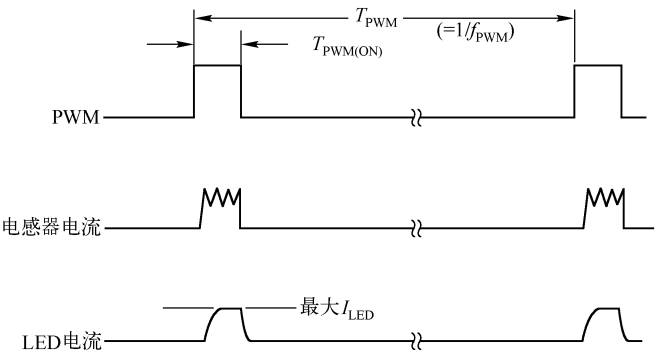


图 4-39 PWM 调光波形

PWM 调光并不是一个新技术，但要实现高 PWM 调光比（需要极低的 PWM 占空比）却颇具挑战性。LT3478 和 LT3478-1 采用一种专利结构来实现超过 3 000:1 的 PWM 调光比（100 Hz）。图 4-40 的应用电路可以实现超过 3 000:1 的 PWM 调光比，前提是 PWM 导通时间被缩减至 3 个开关周期（当  $f_{\text{PWM}} = 100 \text{ Hz}$  时， $T_{\text{PWM(ON)}} < 3.3 \mu\text{s}$ ）。图 4-41 是图 4-40 电路中的 LED 电流与 PWM 调光比的关系曲线。利用 PWM 引脚来实现最大 PWM 调光比（PDR）满足以下关系式：

$$\text{PWM 调光比} = 1/\text{最小 PWM 占空比} = 1/(T_{\text{PWM(ON)MIN}} \times f_{\text{PWM}})$$

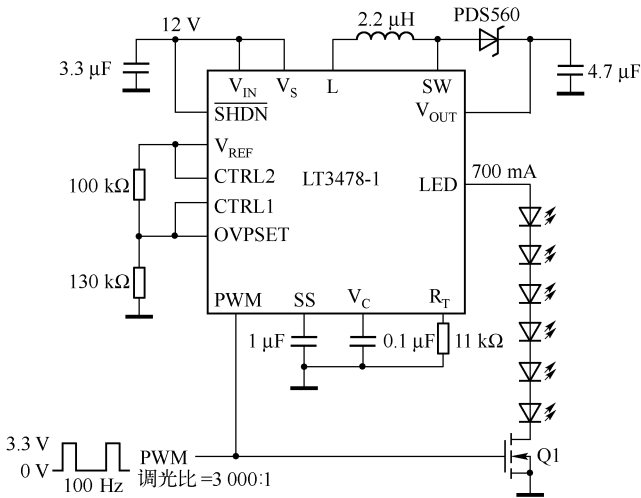


图 4-40 专为高 PWM 调光比，而优化的升压型 LED 驱动器电路

PWM 占空比、PWM 频率、PWM 调光比和 LED 电流之间的关系：对于 100 Hz 的 PWM 频率（ $f_{\text{PWM}}$ ），一个数值为 3 000 的 PDR 意味着  $3.3 \mu\text{s}$  的 PWM 导通时间。

对于固定的 PWM 导通时间，PWM 频率越低，PWM 调光比就越高。但对最低可以把 PWM 频率控制到什么水平是有限制的，因为人眼会感觉到频率低于 80 Hz 的闪烁。

提高编程开关频率（ $f_{\text{OSC}}$ ）可以提高 PDR，但会导致效率下降和内部发热量的增加。一般来说， $T_{\text{PWM(ON)MIN}} = 3 \times 1/f_{\text{OSC}}$ （约为 3 个开关周期）。

应最大限度地减小输出电容器的漏电流。当 PWM 引脚为低电平时，LT3478 和 LT3478-1

将关断所有从  $V_{OUT}$  引脚获得工作电流的电路。

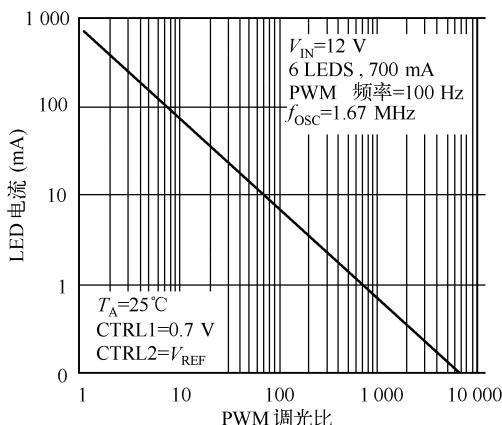


图 4-41 图 4-40 电路中的 LED 电流与 PWM 调光比的关系曲线

若要获得更宽的调光范围，可以组合应用 PWM 调光和模拟调光功能，此时  $TDR = PDR \cdot ADR$ ，其中  $TDR$  = 总调光比， $PDR$  = PWM 调光比， $ADR$  = 模拟调光比。3 000:1 的  $PDR$  和 10:1 ( $CTRL$  引脚电压为 0.1 V) 的  $ADR$  将产生 30 000:1 的  $TDR$ 。

## 6. LED 开路保护

输出电压具有一个可设置的最大值，以避免 LED 因断开（开路 LED）后重接受损。在 LED 断接期间，变换器可变至开路，并把输出电压驱动至极高，从而致使内部电源开关遭到损坏。大多数 LED 驱动器都具有一个用于保护开关的固定最大输出电压，但对于重新连接的 LED 串来说，该电压可能过高。LT3478 和 LT3478-1 提供了一个可编程过压保护（OVP）电平，以根据串联的 LED 的数目来限制输出电压。OVPSET 电压负责限制最大输出电压，最大输出电压 = OVPSET 电压  $\times 41$ 。

OVPSET 电压利用其自身的电阻分压器，或通过给用于确定  $CTRL1$  电压的分压器增添一个电阻器，从  $V_{REF}$  获得。OVPSET 编程电平不应超过 1 V，以确保开关电压不超过 42 V。

## 7. 高可靠性（故障检测和软启动）

为在热插拔、启动或正常工作期间实现高可靠性能，LT3478 和 LT3478-1 可监视以下任何故障的系统参数： $V_{IN} < 2.8 \text{ V}$ ， $\overline{SHDN} < 1.4 \text{ V}$ ，电感器涌入电流大于 6 A 和输出电压高于编程 OVP 电压。一旦检测到任何上述故障，LT3478 和 LT3478-1 立即停止开关工作，并对软启动引脚进行放电，如图 4-42 所示。当所有故障都被消除且  $SS$  电压被放电到低于 0.25 V 时，内部 12  $\mu\text{A}$  电源将以外部电容器  $C_{SS}$  所设置的速率对  $SS$  引脚进行充电。 $SS$  引脚电压的平缓上升等效于开关电流限值的斜坡上升，直到  $SS$  引脚电压超过  $V_C$  引脚电压。

LT3478 和 LT3478-1 能采用独立的 IC 和电感器电源，以优化效率和开关占空比范围。电感器涌入电流的检测采用  $V_S$  和  $L$  引脚，而与  $V_{IN}$  引脚无关，这使得能利用系统的最低可用电源（至少 2.8 V）为  $V_{IN}$  引脚供电，以尽量减少电源开关驱动器中的效率损失。这样，电感器能通过一个更加适合 LED 的占空比和功率要求的电源（2.8 ~ 36 V）来供电。可对

电源开关的开关频率进行调节, 以实现系统所需的最佳电感器尺寸和效率性能。通过尽可能地降低开关损耗 (对于高占空比操作),  $60\text{ m}\Omega$  导通电阻进一步提高了效率。

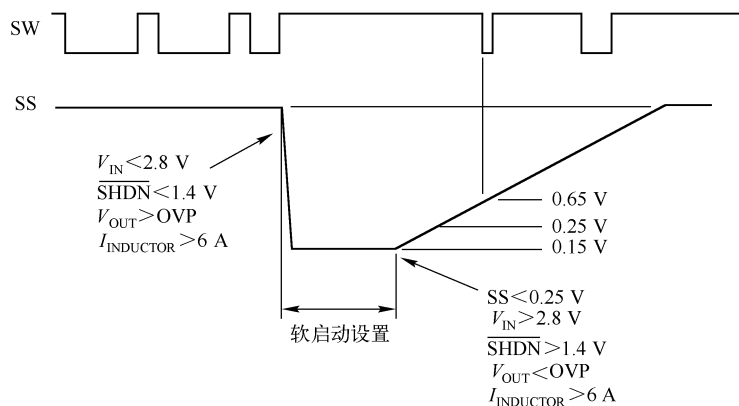


图 4-42 LT3478/LT3478-1 故障检测和 SS 引脚电压时序图

LT3478 和 LT3478-1 非常适合于要求高 LED 电流和高 PWM 调光比的升压、降压或降压型 LED 驱动应用。 $4.5\text{ A}$  的高峰值开关电流限值和新型的 PWM 调光方式, 使 LT3478 和 LT3478-1 能在高达  $4\text{ A}$  的 LED 电流条件下提供高 PWM 调光比。

#### 4.1.14 基于 HA22004P 高压 LED 恒流源驱动器

恒流源驱动是最佳的 LED 驱动方式, 采用恒流源驱动, LED 上流过的电流将不受电压变化、环境温度变化, 以及 LED 参数离散性的影响, 从而能保持电流恒定, 充分发挥 LED 的各种优良特性。目前广泛采用的恒流源有两种形式: 一种是线性电源改进型恒流源, 另一种是开关电源式恒流源。这两种电路形式都比较复杂, 线性电源改进型恒流源的线性损耗大, 适用范围小; 开关电源式恒流源的可靠性较差, 适应范围小, 而且成本高。

为克服这两种电源的缺点, 推出了新型恒流源器件 HA22004P。它能在交流  $85 \sim 240\text{ V}$  的输入电压范围 (频率  $50\text{ Hz}/60\text{ Hz}$  都可) 内, 提供可预设的恒定输出电流, 恒流范围为  $10 \sim 40\text{ mA}$ 。该器件的主要性能指标如下。

① 输入电压范围:  $85 \sim 240\text{ V AC}$ 。

② 恒流范围:  $10 \sim 40\text{ mA}$  (外部调节)。

③ 温度范围:  $-40 \sim 85^\circ\text{C}$ 。

④ 精度:  $+5\%$ ,  $-10\%$  (负温度系数)。

⑤ 适应范围:  $\sum V_F \leq 0.9 V_{in}\text{ DC}$ ,  $V_F$  为每个 LED 工作电压。

⑥ 封装: DIP-8 或 DIP-14 (采用 DIP-14 封装的 NA20003P 有群控、电平控制开关功能)。

⑦ 稳定性好, 性价比高, 具有很宽的电压和温度曲线, 如图 4-43 所示。

⑧ 在工作范围内参数稳定, EMC 特性好。

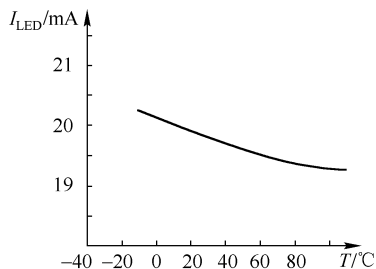


图 4-43 HA22004P 的典型温度曲线图 (调节电流为  $20\text{ mA}$ )

HA22004P 可单路驱动从 10 只 LED 到 110 只 LED 而无须改变外围电路, 其应用范围包括:

LED 灯装置、电子显示器、工业照明设备、装饰照明设备、LCD 平面显示背光源, 以及其他不需要与电源隔离的 LED 驱动。HA22004P 的典型应用电路如图 4-44 所示, 它不需要外接电感和变压器, 外围电路非常简洁。图 4-44 中 HA22004P 的典型应用电路的设计要点包括:

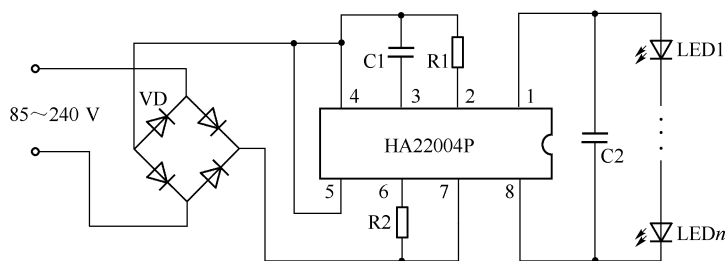


图 4-44 HA22004P 的典型应用电路

- ①  $\sum V_F \leq 0.9 V_{in} \text{ DC}$ ,  $V_F$  为每个 LED 的工作电压。
- ② LED 串联个数最好多于 10 只。
- ③ 当电流调节电阻  $R_1$  为  $100 \Omega$  时, 电流约为  $20 \text{ mA}$ ,  $R_1$  阻值每减小  $10 \Omega$ , 电流增加  $2 \text{ mA}$ 。(  $I_{LED} = 2/R_1$  单位:  $\text{mA}$  )。
- ④ 灵敏度调节电阻  $R_2$  的电阻值  $= 1/2 \times \text{输入电压值} \times 1 \text{ k}\Omega$ , 功率  $= 1/2 \sim 1 \text{ W}$ 。例如, 当  $V_{in} = 220 \text{ V}$  时, 选用  $R_2$  为  $110 \text{ k}\Omega$ 。
- ⑤ 平滑电容  $C_1$  为  $100 \mu\text{F}/6.3 \text{ V}$ 。
- ⑥ 滤波电容  $C_2$  的值为  $1 \sim 10 \mu\text{F}/400 \text{ V}$ 。

#### 4.1.15 基于 SP6648 的手电筒 LED 驱动器

LED 的发光强度是由流经 LED 的电流决定的, 为了保持 LED 的发光强度, 当电池放电时, 流经 LED 的电流就需要调节。当一个大于  $V_F$  的电压加在 LED 两端时就会有电流流过 LED;  $V_F$  是指 LED 的正向压降, 不同 LED 的正向压降  $V_F$  是不同的, 并且随着环境温度的变化而变化;  $1 \text{ W}$  LED 的  $V_F$  典型值是  $3.3 \text{ V}$ , 该值比由两节五号电池供电的电压高。两节五号电池供电的电压范围在  $1.8 \sim 3.2 \text{ V}$  之间, 因此需要外加一个升压电路把较低的电池供电电压提升到较高的输出电压。

升压电路如图 4-45 所示, 当图 4-45 中的开关导通时, 输入电压加在电感  $L$  的两端, 引起电感  $L$  电流线性增加。在导通的最后阶段, 电感电流增加到峰值  $I_{\text{peak}} = V_{in} \times T_{\text{on}}/L$ , 此时开关关断。存储在电感中的能量会使节点  $V_1$  的电压升高并超过  $V_{in}$ , 直至使  $VD1$  正向偏置而导通。此时电感电流通过  $VD1$  泄漏。在开关关断期间, 电感电流以  $(V_{\text{out}} - V_{in})/L$  的斜率下降。

在稳定状态下, 电感两端不存在直流电压, 否则会产生较高的电流。这也意味着在一个稳定电流中, 导通状态的伏秒值应该等于断开状态的伏秒值。

$$V_{in} \times T_{\text{on}} = (V_{\text{out}} - V_{in}) \times T_{\text{off}} \quad (4-30)$$

或

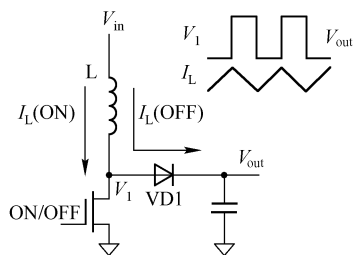


图 4-45 升压电路

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \times \left( 1 + \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{off}}} \right) \quad (4-31)$$

为了提供高压输出,控制环路需要调节主开关的导通与关断时间。通过监控输出的变化来调节开关的导通与关断,因此驱动 LED 的电流需要进行调节。为了达到上述目的,用一个小阻值的电阻,如图 4-46 中的 R3 来检测 LED 的电流,并将此电压信号输出给控制环。

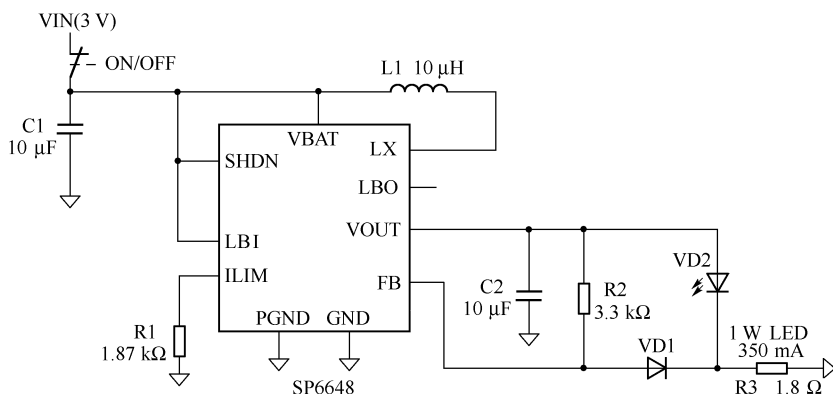


图 4-46 两节五号电池驱动 350mA LED 的控制回路

在电池供电的电路中,调节器的效率是电池使用寿命的一个重要指标。为了提高效率,整流二极管 VD1 用额外的一个开关(同步整流器)来取代,该开关的损耗远远小于二极管的损耗,因此提高了效率。这里采用一个具有特别功能的集成电路来实现这个升压调节器功能,该集成电路通常包括主开关、同步整流器及精密基准和控制环路。

图 4-46 是一个简单的电源调节器,它可以将两节可充电的五号电池转换为驱动 1W LED 所需的可调电流。两节五号电池提供的电压通常在 1.8 ~ 3.2V 之间,因此需要升压以驱动 LED。高效升压调节器 SP6648 可以实现输出电流在各种电压下都可调节。通过电流反馈,即使在电池放电时也能保证 LED 亮度不变。该 IC 的同步整流功能保证了电池的长使用寿命和高转换效率,流过 LED 的电流利用下式中的 R3 来调节:

$$I_{\text{LED}} = \frac{0.62}{R_3} \quad (4-32)$$

图 4-46 中 R3 的阻值可将流过 LED 的电流设定为 350mA。由上式可知,增大 R3 的阻值可以降低该电流。另一种控制 LED 亮度的方法是在 SHDN 引脚上施加一个 DWN 信号。

在电池放电完毕之前,SP6648 一直对输出电流进行调节。如图 4-47 所示,为了避免较早出现低压警告,使用 SP6648 构成的检测电路调整开关。当 LBI 输入电压降到 0.61V 以下时,VD3 开关给出低压指示,这表示电压过低。此时,LED 上流过 1mA 左右电流。通过下式可以检测出电池电压下降的值:

$$V_{\text{LOWBAT}} = 0.61 \times \left( \frac{R_5 + R_6}{R_6} \right) \quad (4-33)$$

将图 4-47 中的 R5 和 R6 值代入上式,得到低电压指示值为 2V 左右。图 4-48 与图 4-46 仅有一点点差异,图 4-48 包括一个额外的满量程为 10kΩ 的可变电阻器,以便调节 LED 的亮度。当可变电阻器上的电流接近零或超过 350mA 时,LED 上的电流不变。

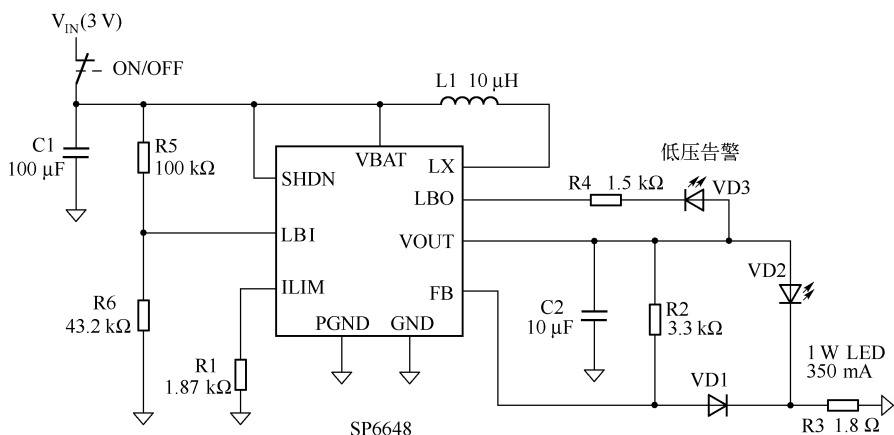


图 4-47 两节五号电池驱动 250 mA LED 的带低电压指示的控制回路

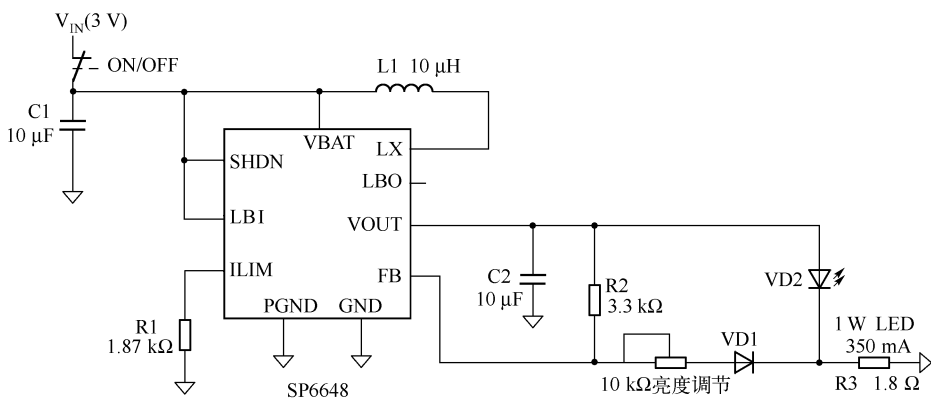


图 4-48 两节五号电池驱动 350 mA LED 的带亮度调节功能的控制回路



## 4.2 基于单片开关电源的 LED 驱动器

### 4.2.1 基于 LinkSwitch-TN 系列器件 LED 驱动器

#### 1. LinkSwitch-TN 系列器件型号及输出功率

LinkSwitch-TN 系列器件可用于替代输出电流小于 360 mA 的所有线性及电容降压式非隔离电源，其系统成本与所替代的电源相等，但性能更好、效率更高。LinkSwitch-TN 器件还集成了自动重启电路，在短路、开环的故障情况下，安全地限制了输出功率，减少了元器件的数目，降低了在系统级用于负载保护电路的成本。在启动及工作期间的功率消耗直接由漏极引脚的电压来提供，因此在 Buck 及反激式变换器中可节省偏置供电的相关电路。器件的自供电工作允许使用没有安规要求的光耦器作为电平转换，以改善输入电压调整率及负载调整率。LinkSwitch-TN 系列器件型号及输出电流值见表 4-7。

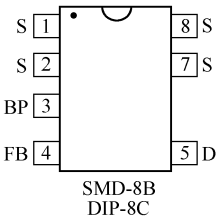


表 4-7 LinkSwitch-TN 系列器件型号及输出电流值

型 号	输 出 电 流			
	23 (1 ±15%) V AC		85 ~ 265 V AC	
	MDCM	CCM	MDCM	CCM
LNK302 P 或 G	63 mA	80 mA	63 mA	80 mA
LNK304 P 或 G	120 mA	170 mA	120 mA	170 mA
LNK305 P 或 G	175 mA	280 mA	175 mA	280 mA
LNK306 P 或 G	225 mA	360 mA	225 mA	360 mA

2. LinkSwitch-TN 系列器件引脚功能

LinkSwitch-TN 系列器件引脚排列如图 4-49 所示，引脚功能如下：



漏极（D）引脚：MOSFET 的漏极连接点，在开启及稳态工作时提供内部工作电流。

旁路（BP）引脚：0.1 μF 外部旁路电容的连接点，用于内部产生 5.8 V 供电电源。

反馈（FB）引脚：在正常工作情况下，MOSFET 开关由此引脚来控制，当流入此引脚的电流大于 49 μA 时，MOSFET 开关被终止。

源极（S）引脚：此引脚为 MOSFET 的源极连接点，同时也是旁路和反馈引脚的接地参考。

图 4-49 LinkSwitch-TN 系列器件引脚排列

3. LinkSwitch-TN 功能描述

LinkSwitch-TN 在一个器件上集成了一个高压功率 MOSFET 开关及一个电源控制器。与传统的 PWM（脉宽调制）控制器不同，LinkSwitch-TN 采用简单的开/关控制器来调节输出电压。LinkSwitch-TN 的控制器包括一个振荡器、反馈电路（检测及逻辑电路）、5.8 V 稳压电路、旁路引脚欠压电路、过温保护、频率调制、限流电路、前沿消隐电路及一个 700 V 的功率 MOSFET。

1) 振荡器

典型的振荡器频率由内部设置，其平均频率为 66 kHz。振荡器可生成两个信号：最大占空比信号（DC<sub>MAX</sub>）及每个开关周期开始的时钟信号。LinkSwitch-TN 的振荡器电路可产生轻微的频率调制，通常为 4 kHz 峰峰值，用来降低 EMI。频率调制的调制速率设置在 1 kHz 水平，目的是优化 EMI 并降低其平均值及准峰值。测量频率调制时应把示波器触发设定在漏极电压波形的下降沿来测量。

2) 反馈输入电路

FB 引脚的反馈输入电路由一个低阻抗的源极跟随器输出，其输出设定为 1.65 V。当流入此引脚的电流大于 49 μA 时，反馈电路的输出会产生一个低逻辑电平信号（禁止信号）。在每个时钟信号的上升沿，对此输出电平进行采样。如果采样值为高电平，功率 MOSFET 在此周期导通（使能）。相反，如果此采样电平为低电平，功率 MOSFET 会保持关断状态。



(禁止)。由于采样仅在每个周期信号的上升沿处进行,此周期中随后产生的FB引脚电压或电流的变化对MOSFET状态都不构成影响。

#### 3) 5.8V 稳压器及 6.3V 分流稳压钳位电路

在MOSFET处在关闭期间,5.8V稳压器就会从漏极吸取电流,将连接到旁路引脚的旁路电容充电到5.8V。旁路引脚是LinkSwitch-TN的内部电源电压节点。当MOSFET导通时,LinkSwitch-TN器件利用储存在旁路电容内的能量供电。内部电路极低的功率消耗使LinkSwitch-TN仅依靠从漏极引脚吸收的电流持续工作。一个0.1μF的旁路电容就足够实现高频去耦及能量存储。另外,当有电流通过一个外接电阻提供给旁路引脚时,芯片内部的一个6.3V的分流稳压钳位电路会将旁路引脚电压钳位在6.3V。利用外部的偏置绕组向LinkSwitch-TN供电,可以将空载能耗降低到50mW以下。

#### 4) 旁路引脚欠压保护

旁路引脚欠压电路在旁路引脚电压下降到4.85V以下时关闭功率MOSFET开关。一旦旁路引脚电压下降到4.85V之下,它必须再上升回5.8V才可重新使能(开启)功率MOSFET开关。

#### 5) 过热保护

热关断电路检测硅片的温度。阈值设置在142℃并具备75℃的迟滞范围。当结温度超过这个阈值(142℃)时,功率MOSFET开关被禁止,直到结温度下降75℃,MOSFET才会重新开启。

#### 6) 电流限制

电流限制电路检测功率MOSFET的电流。当电流超过内部阈值( $I_{LIMIT}$ )时,在该周期剩余阶段会关断MOSFET。在功率MOSFET开启后,前沿消隐电路会在短时间内( $t_{LEB}$ )禁止电流限流比较器。通过设置前沿消隐时间,可以防止由电容及次级整流管反向恢复时产生的电流尖峰引起开关脉冲的提前误关断。

#### 7) 自动重新启动(限于LNK304~306)

一旦出现故障,例如在输出过载、输出短路或开环情况下,LinkSwitch-TN进入自动重新启动操作。每当FB引脚电压被拉高时,一个对振荡器记时的内部计数器会重新置位。如果50ms内FB引脚未被拉高,功率MOSFET开关就会被禁止800ms。自动重新启动电路使功率MOSFET间断性地导通和关断,直到故障排除为止。

### 4. LinkSwitch-TN 系列器件设计要素

#### 1) 输出电流

表4-7列出了LinkSwitch-TN器件的电流值,是在非连续工作方式(MDCM)和连续工作方式(CCM)下它能提供的最大连续输出电流。其假定的工作条件如下:

- ① 采用降压型(Buck)拓扑变换器。
- ② 最低的直流输入电压大于等于70V,必须使用足够大的输入电容来满足此要求。
- ③ 对于连续导通工作方式(CCM), $K_{RP}$ 取值为0.4。
- ④ 输出电压为12V。
- ⑤ 效率为75%。
- ⑥ 对于非连续工作方式(MDCM),续流二极管的反向恢复时间 $t_{rr} \leq 75\text{ns}$ ;对于连续工

作方式 (CCM), 二极管的反向恢复时间  $t_{rr} \leq 35 \text{ ns}$ 。

⑦ 器件的源极引脚焊接在面积足够大的铺铜区域, 使得源极引脚的温度低于  $100^\circ\text{C}$ 。

LinkSwitch-TN 器件可工作在 MDCM 和 CCM 方式。一般来讲, MDCM 工作方式可以使成本最低, 同时实现最高效率的变换器设计。CCM 工作方式在任何情况下都需要较大的电感及超快恢复续流二极管 ( $t_{rr} \leq 35 \text{ ns}$ )。在 MDCM 工作方式中选用较大型号的 LinkSwitch-TN 器件, 相对于在 CCM 工作方式下使用较小型号的 LinkSwitch-TN 器件, 其成本更低。因为在 CCM 设计中外围元件增加的成本更高。但是, 如果要求输出电流更高, 就要使用 CCM 工作方式。

## 2) 元件的选择

图 4-50 所示电路中各个元件的选择原则如下:

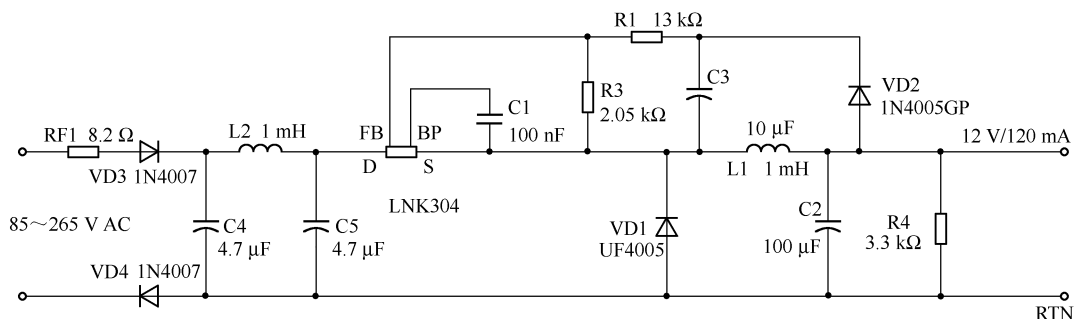


图 4-50 LinkSwitch-TN 应用电路

① 二极管 VD1 要使用超快恢复类型的二极管。对于 MDCM 工作方式, 在温度为  $70^\circ\text{C}$  或更低时其反向恢复时间要满足  $t_{rr} \leq 75 \text{ ns}$ 。不要使用慢速二极管, 因为电源在启动期间出现连续工作方式的情况下, 慢速二极管将引起很高的前沿电流尖峰, 会使开关周期提前误中断, 从而造成输出电压无法达到稳压值。对于 CCM 工作方式要采用反向恢复时间  $t_{rr} \leq 35 \text{ ns}$  的超快恢复二极管, 因慢速二极管会引起过高的前沿电流尖峰, 使开关周期提前误中断, 从而造成电源无法达到满功率输出。也不能使用快速和慢速类型的二极管作为续流二极管, 因为较大的反向恢复电流会在二极管上产生过高的功率消耗, 同时使流经 LinkSwitch-TN 器件的电流超过漏极允许的最大额定值。

② 二极管 VD2 应使用玻璃钝化类型的二极管, 因其反向恢复时间有所规定。重要的是 VD1 和 VD2 的正向导通压降要一致。

③ 电感应使用“鼓”型或“I”型磁芯的电感, 磁芯采用单一的铁氧体材料, 因为这样成本会很低, 同时音频噪声也最小。电感的典型值及 RMS 电流额定值可以从 LinkSwitch-TN 器件设计表格中得到, L1 的电感量及 RMS 电流额定值要高于设计表格中计算出来的电感量和 RMS 电流值。

④ 电容 C2 的主要功能是对电感上的电流进行平滑滤波, 实际的输出纹波电压为此电容 ESR 的函数。C2 电容的 ESR 值不要超过额定纹波电压除以所选 LinkSwitch-TN 器件限流点的典型值。

⑤ R1 和 R3 组成的电阻分压器, 使 FB 引脚的电压维持在  $1.65 \text{ V}$ , R3 应使用  $2 \text{ k}\Omega$  的精度为 1% 的标准电阻。这样可使偏置反馈中的电流为  $0.8 \text{ mA}$ , 防止其他噪声信号对反馈造成

干扰。

⑥ 电容 C3 可以采用低成本的普通电容，它的作用是“采样保持”。在 LinkSwitch-TN 器件关断期间，其电压被充电至输出电压。该电容应在  $10 \sim 22 \mu\text{F}$  之间选取。如果取值太小，会引起轻载情况下的稳压精度变差。

⑦ 在 LinkSwitch-TN 器件位于高端的应用电路中，如果采用直接反馈方式且最小负载小于  $3 \text{ mA}$  时，则在输出端需要一个假负载 R4 维持输出电压稳定。这样可以保证有足够的电感能量将反馈电容 C3 的负极通过 VD2 拉低至输入返回端电位，R4 的取值必须保证有最小  $3 \text{ mA}$  的负载电流。在使用光耦器反馈设计中，稳压管或电压基准电路的偏置电流会给电源提供  $1 \sim 2 \text{ mA}$  的最小负载，可以在空载时防止“脉冲群”现象的发生及引起输出纹波的增大。

### 3) LinkSwitch-TN 器件布局的注意事项

在降压或降压升压型变换器电路中，由于 LinkSwitch-TN 器件源极引脚为开关节点，因此连接到源极的铺铜面积要尽可能小，以降低 EMI。但铺铜的面积要考虑设计中的散热问题。在升压型电路中，由于源极引脚连接到 DC 电压的返回端，连接到源极的铺铜面积可以加大以利于散热。

由 LinkSwitch-TN 器件、电感 (L1)、续流二极管 (VD1) 及输出电容 (C2) 组成的环路面积要越小越好，旁路引脚电容 C1 的位置要靠近源极 (S) 及旁路引脚 (BP)。为了降低开关节点处噪声的直接耦合，LinkSwitch-TN 器件要远离交流输入线，应将 C4 和 C5 电容放置在 LinkSwitch-TN 器件和 AC 交流输入之间。整流二极管 VD4 是可选的，可改善 EMI 及提高电源的线电压抗浪涌能力。

## 5. LinkSwitch-TN 系列器件应用电路

### 1) 典型 LED 驱动器

图 4-51 所示为采用 LinkSwitch-TN 器件配置基本降压式变换器 [如图 4-51 (a) 所示] 和基本升降压式变换器 [如图 4-51 (b) 所示] 电路。通过在单片 IC 上集成一个功率 MOSFET、振荡器、简单的开/关控制、一个高压开关电流源、频率抖动、逐周期电流限流及热关断电路，可以简化变换器设计复杂度并减少组件数。LinkSwitch-TN 器件可通过漏极引脚实现自供电，无须使用偏置电源及相关电路。它极具成本效益，可用来替代输出电流小于或等于  $360 \text{ mA}$  的线性和电容降压式非隔离电源，因此能够提供出色的输入电压调整率和负载调整率。与无源组件电源方案相比，它的效率更高，而功率因子则比电容降压式方案高。

图 4-51 所示的降压式变换器具有诸多优点。首先，它可以最大化所选 LinkSwitch-TN 器件的可用输出功率及电感值。同时还可以降低电源开关和续流二极管的电压应力。此外，流经输出电感的平均电流要略低于同类升降压式变换器中的平均电流。

升降压式变换器与降压式变换器相比，其配置具有一大优点，即输出二极管与负载串联。在降压式变换器中，如果 MOSFET 发生短路故障，输入将直接与输出相连。而在升降压式变换器中发生此类情况时，反向偏压输出二极管则会阻断输入和输出之间的通路。

在这两种变换器中，AC 输入经 VD1、VD2、 $C_{\text{IN1}}$ 、 $C_{\text{IN2}}$ 、 $R_{\text{F}}$  和  $L_{\text{IN}}$  整流滤波。两个二极管可以增强输入电涌承受能力和传导 EMI 性能。Linkswitch-TN 器件中的开/关控制用于调节输出电流。一旦进入反馈 (FB) 引脚的电流超过  $49 \mu\text{A}$ ，MOSFET 开关将被禁用，以便进入下一开关周期。

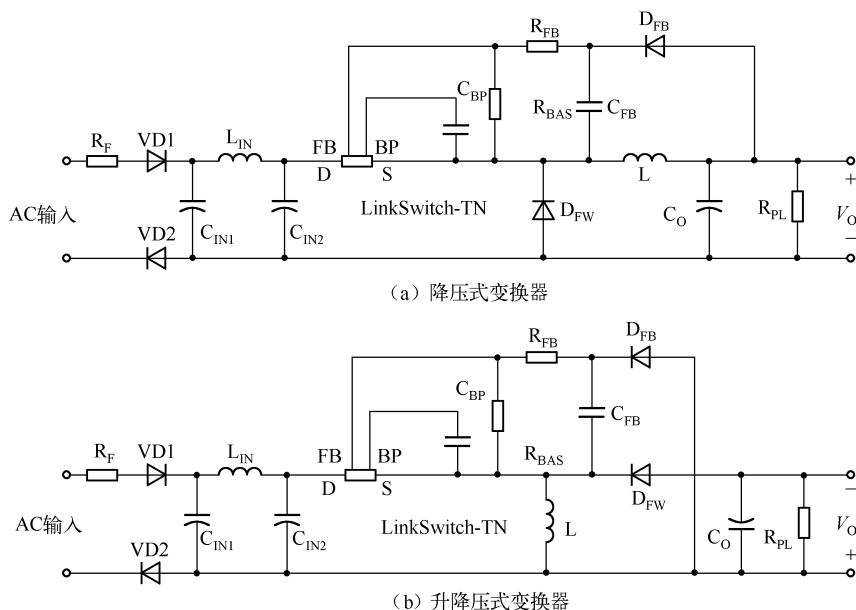


图 4-51 LinkSwitch-TN 典型应用电路

LED 驱动器必须符合严格的 EN55022B/CISPR22B 传导 EMI 要求。鉴于开关 IC 的高开关频率和 GU10 灯座有限的尺寸大小, 这些要求给设计带来了重大挑战。在升降压电路拓扑结构中, EMI 噪声电流环路从 MOSFET 流向输出二极管、输出电容, 然后返回输入电容; 而在降压电路配置中, 该电流环路从 MOSFET 流向续流二极管, 然后返回输入电容, 因此较前者中的环路短。因此, 上述情况导致在升降压设计中降低噪声更困难。

为了符合行业 EMI 规范, 应将驱动器分成两个电路板: 位于顶部的转换器电路板与位于底部的输入整流/EMI 滤波器电路板, 如图 4-52 所示。然后在两个电路板之间放置法拉第屏蔽。电气连接到转换器电路板的一个单面铜箔区域 PCB, 后者的构造尺寸与底部输入整流/EMI 滤波器电路板相同。使用本设计驱动 3 个 LED, 其测试结果显示, 传导 EMI 在输入电压为 230 V AC 的最差情况下约为 7 dB $\mu$ V, 低于行业 EMI 要求。

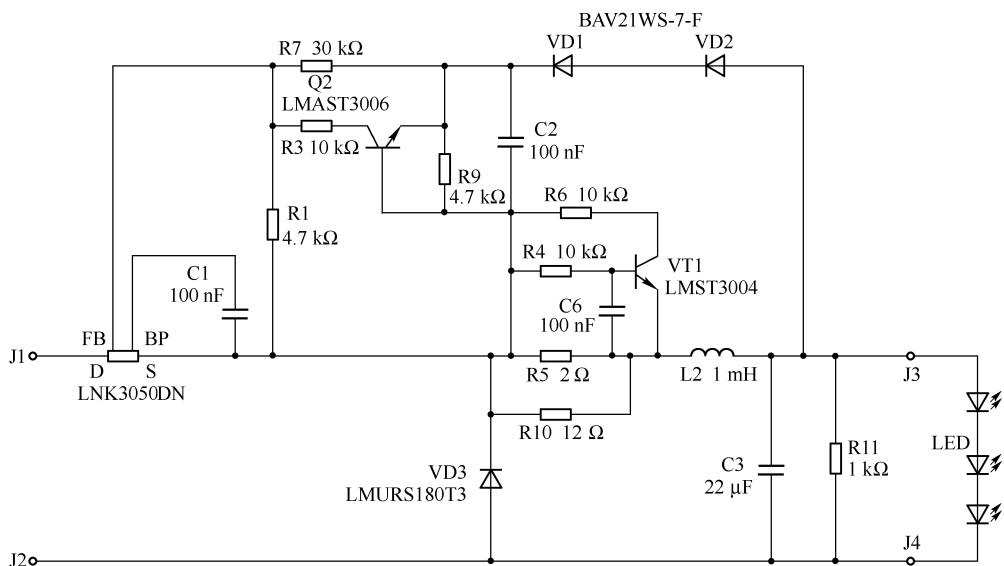
## 2) 1.25 W 非隔离恒流 LED 驱动器

### (1) 设计特点。

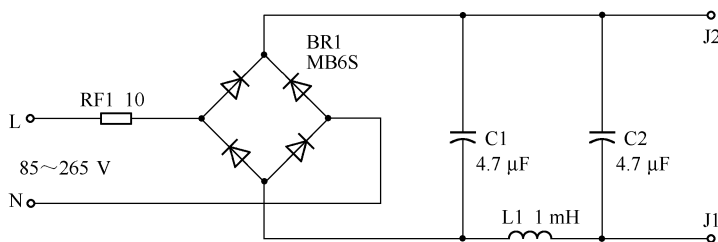
图 4-53 所示电路适用于全球通用 AC 输入电压范围; 具有精确及稳定的恒流输出; 体积小、重量轻; 高效率 (85 V AC 输入时, 效率 >60%); 使用更大型号的 LinkSwitch-TN 产品可以方便地实现输出功率的增加; 达到 EN55022B 对 EMI 的要求。

### (2) 工作方式。

图 4-53 所示电路为一个采用降压升压型拓扑结构的非隔离恒流 (CC) 电源, 用于驱动 LED。AC 输入电压经 VD1、VD2、C1、C2、RF1 及 RF2 整流滤波。使用两个二极管可改善输入浪涌的耐受力 (2 kV) 及传导 EMI。电阻 RF1 要使用可熔阻燃型电阻, 而 RF2 采用阻燃型电阻。LinkSwitch-TN 使用开/关控制方式稳定输出电流。当流进反馈引脚 (FB) 的电流超过 49  $\mu$ A 时, MOSFET 的开关在下一个周期被禁止。49  $\mu$ A 是引脚电压为 1.65 V ( $\pm 7\%$  的容差) 时的阈值电流, 因此, FB 引脚电压可以作为电压参考来使用。



(a) 转换器的电路结构



(b) 滤波器的电路结构

图 4-52 滤波器及转换器的电路

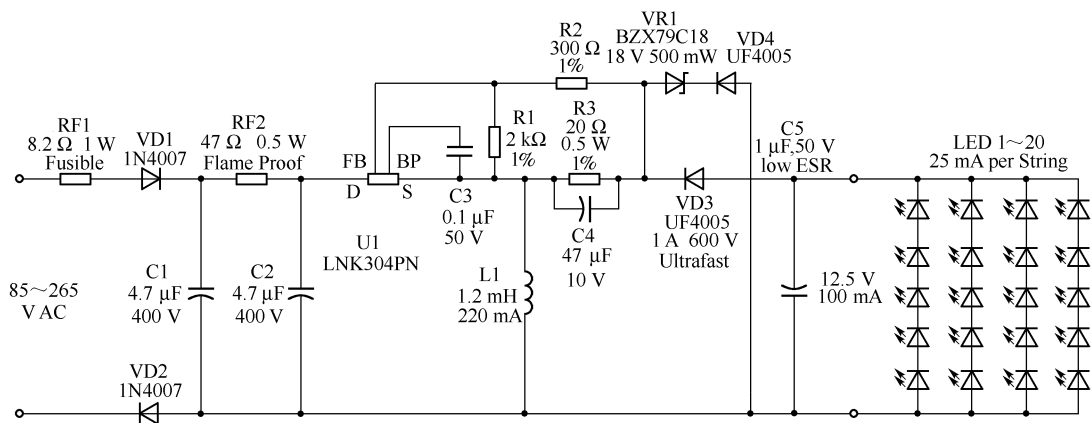


图 4-53 1.25 W 非隔离恒流 LED 驱动电路

经过 C4 滤波后在 R3 上建立的压降表示了输出电流的大小。当 R3 的电压超过 2 V 时，通过 R1、R2 的电阻分压器，FB 引脚的电压超过 1.65 V，从而有  $>49 \mu\text{A}$  的电流流入 FB 引



脚。R3 两端 2 V 的电压将输出电流设定为 100 mA, 即每串 LED 流过 25 mA。如果负载开路或输出端短路, 没有反馈信号至 LinkSwitch-TN, 则其会进入自动重新启动状态 (只有在 5% 的时间内导通)。为防止空载时的输出电压过高, 可以采用 VR1 和 VD4 组成可选反馈电路。VR1 的取值要高于正常的输出电压。电感 L1 的大小可以根据 LinkSwitch-TN 设计指南或 PIXIs 设计表格进行选择。输入 LED 串的电压作为输出电压, 所有 LED 的电流总和作为输出电流。

### (3) 设计要点。

① 为了减小噪声耦合降低 EMI, 输入滤波元件要远离 LinkSwitch-TN 的源极及 L1 电感; DC 输入滤波电容 C1 和 C2 可以放置在 AC 输入和 U1/L1 中间, 作为屏蔽使用。

② 选择  $C_4 \geq 20 \times (15 \text{ ms}/R_3)$ , 从而对电流检测电压进行足够的滤波。如果  $C_4$  取值大于  $50 \times (15 \text{ ms}/R_3)$ , 则可以轻微地改善输出恒流特性。

③ 根据 LED 灯串上可接受的峰值电流选择 C5。更大容量的电容会降低峰值 LED 的电流。典型值为  $100 \text{ nF} \sim 100 \mu\text{F}$ , 要选用低 ESR 的电容。如果没有此电容, 峰值输出电流为 U1 的内部限流点。

④  $R_3$  可以通过  $R_3 = 2 \text{ V}/I_o$  计算得到。电源提供的总输出电流由 LED 串的数量决定, 并受 L1 的值及 U1 限流点的限制。图 4-53 所示电路的负载应小于等于 100 mA 及总功率小于等于 1.25 W。

## 3) 高效 LED 驱动器

### (1) 设计特点。

图 4-54 所示的恒定电流输出电路非常适合驱动 LED, 高输出电压支持一个 LED 串, 这样无须考虑在 LED 之间分配电流, 在负载断开、过载、短路和过热情况下提供保护。在整个工作电压范围内的效率都非常高 ( $> 90\%$ ), 具有小巧轻便、成本低、元件数量少的特点; 满足 EN55022B 的传导 EMI 限制, EMI 裕量大于  $10 \text{ dB}\mu\text{V}$ 。

### (2) 工作原理。

图 4-54 所示的电路在低端降压式变换器配置中采用了一个 LinkSwitch-TN 器件, 用于提供 130 mA 的恒流, 输出电压为 70 V DC。熔断器 F1 在发生严重故障时提供保护, 电容 C1 和共模扼流圈 L1 可以降低传导 EMI。二极管 VD1 ~ VD4 提供全波整流, 同时高压电容 C2 保持稳定的 DC 总线电压。在 U1 导通期间, 电流流经电容 C4、负载 (70 V LED 串) 及电感 L2。该电流使 L2 储存一定的能量, 并向负载提供能量。

在 U1 关断期间, L2 的极性反向, 以维持电流, 并为续流二极管 VD5 提供正向偏置, 以保持电流流动并持续为 C4 和负载提供能量。通过一个开关控制电路可以保持输出稳压, 可以根据电压变化和负载状况使能和禁止 (跳过) 开关周期。在每个导通周期开始时对 U1 的反馈 (FB) 引脚进行采样。如果从光耦器 U2 的晶体管馈入 FB 引脚的电流超过  $49 \mu\text{A}$ , 将跳过该电流周期。电容 C3 是 LinkSwitch-TN 器件的旁路电容。

电阻 R4 用做电流检测电阻。一旦 R4 上的电压超过光耦 LED 的  $V_F$ , 反馈环路将闭合, 输出电流得以调节。电阻 R3 调整整个反馈环路的直流增益。如果负载断开, 通过齐纳稳压管 VR1 和 VR2 可以将输出电压调节到约为 75 V 的最大值。电容 C5 用于降低对噪声的敏感性, 并可均匀地分配开关周期。电阻 R5 可以在供电断开时释放高压输出电容中存储的电能。

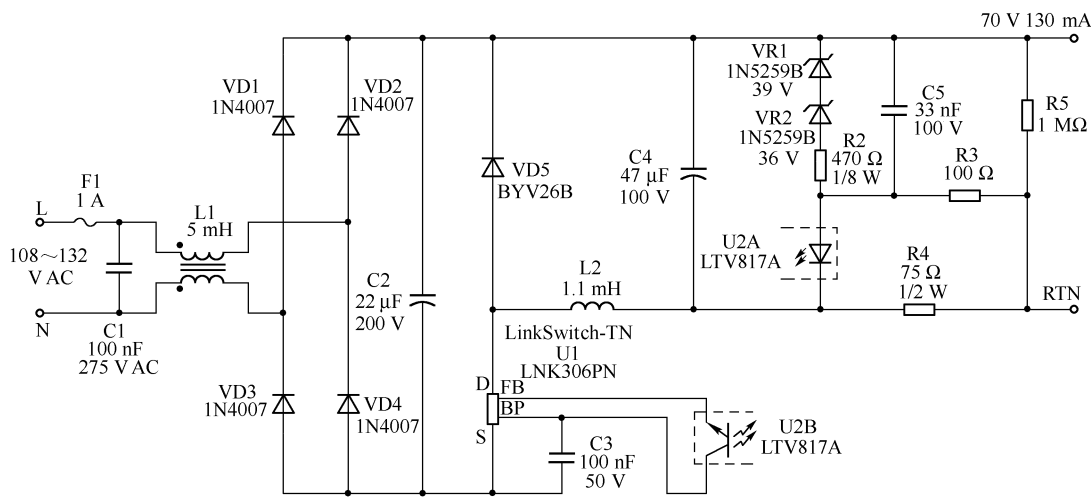


图 4-54 高效 LED 驱动电路

(3) 设计要点。

- ① 二极管 VD5 选用超快恢复型二极管，反向恢复时间 ( $t_{rr}$ ) 为 50 ns 或更小。也可以使用速度较慢的二极管 (如 UF4005,  $t_{rr} = 75$  ns)，但在导通时这会造成更高的反向恢复电流尖峰并降低效率。如果使用光耦器来获得反馈，则可以在 DC 总线的低压端放置 U1。由于源极与 U1 的散热片相连，这样也会降低 EMI。
- ② 如果电源能始终通过所连负载进行工作，则可以取消齐纳二极管 VR1 和 VR2。
- ③ 选择 LED 串，以使电压控制在 50 ~ 70 V 范围之内。

图 4-54 所示电路中电感参数见表 4-8。

表 4-8 电感参数

磁 芯 材 料	TDKPC40EEA <sub>LC</sub> 105.8 nH/t <sup>2</sup>	绕 组	101 T, AWG27
骨 架	EE19, 10pinYW-047	漏 感	1.1 (1 ± 10%) μH

注：AWG，美国绕线规格；TIW，三层绝缘线；NC，无连接。

4) 可调光 LED 驱动器

(1) 设计特点。

图 4-55 所示电路符合能源之星 SSL 功率因数大于 0.9 的要求，具有高效率 (满载条件下高于 85%)；满足 EN55015B EMI 要求；通过三端双向可控硅开关实现调光；恒流源具有过压保护；具有迟滞过热关断保护；自动重启动功能提供输出短路保护等特点。

(2) 工作原理。

图 4-55 中采用 LinkSwitch-TN 器件提供恒流输出，最大输出电压为 70 V DC 时，最高输出功率达到 9 W，非常适合驱动 LED。电源熔断器 F1 在发生严重故障时为电源提供保护，电容 C6 和 C10 提供差模滤波。EMI 在电感 L1 和 L2，以及电阻 R15 和 R16 共同作用下得以降低。全波整流由二极管 VD5 ~ VD8 来实现。二极管 VD2、VD3 和 VD4，以及电容 C1 和 C2 共同形成填谷电路，并提供功率因数校正。



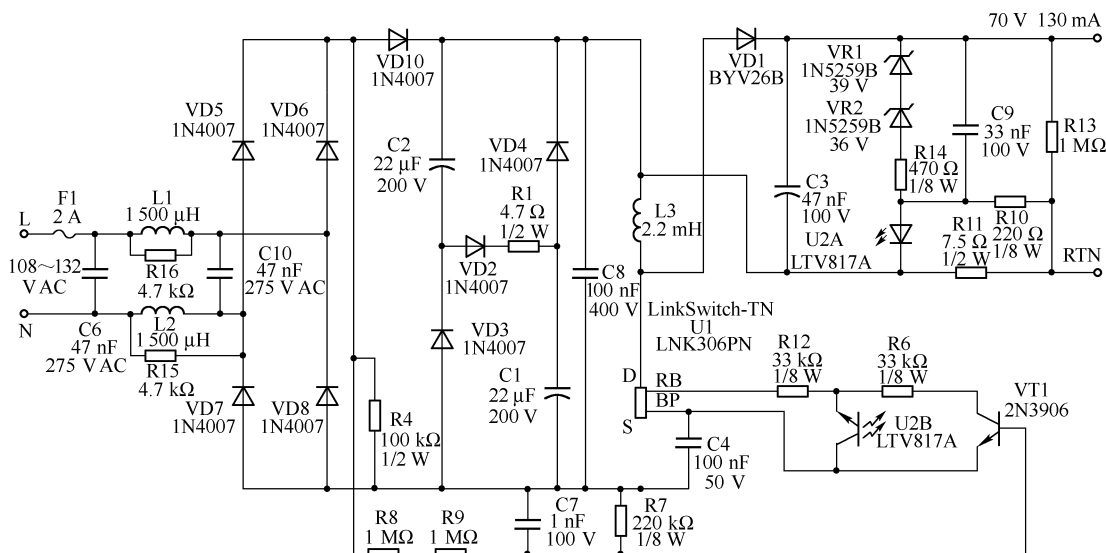


图 4-55 可调光 LED 驱动器

填谷电路在一定程度上对输入电流进行修整,可以改善功率因数。电容 C1 和 C2 以串联的方式充电,以并联的方式放电。由于二极管 VD2 的存在,只要输入 AC 电压高于 C1 和 C2 上的电压 ( $V_{AC}/2$ ),电流便会流入负载。一旦电压降到  $V_{ACPEAK}/2$  以下,二极管 VD3 和 VD4 就会被正向偏置,这样 C1 和 C2 开始并联放电。因此,输入电流的导通角可连续从  $30^\circ$  升至  $150^\circ$ ,从  $210^\circ$  升至  $330^\circ$ 。这样可以极大地改善系统的 THD (总谐波失真) 和功率因数。

电阻 R1 有助于平滑输入电流尖峰,还可以通过限制流入电容 C1 和 C2 的电流来改善功率因数。电容 C8 则有助于改善 EMI 性能。

电感 L3 是降压升压式变换器中的能量存储元件。二极管 VD1 是超快恢复型二极管,它会在 U1 中的 MOSFET 关断期间导通,并将 L3 的能量传输到输出电容 C3。二极管 VR1、VR2 和电阻 R14 能够在空载条件下将输出电压钳位到大约 80 V。

LNK306PN 器件采用了开/关控制方法。如果馈入 U1 的 FB 引脚的电流超过  $49\mu\text{A}$ ,MOSFET 开关将被禁止。进入器件的下一个内部时钟周期后,会对 FB 引脚电流进行采样,如果电流低于  $49\mu\text{A}$  阈值,MOSFET 开关将再次使能。对输出的调节是通过使能和禁止(跳过)开关周期来完成的。

电阻 R11 是电流检测电阻,它用来在输入功率为 9 W 时提供 130 mA 电流。R11 上的电压被施加在光耦合器 U2A 的二极管与增益设定电阻 R10 之间。此反馈信号通过晶体管 U2B 和电阻 R12 被施加到 U1 的 FB 引脚。

所采用的电压反馈方式,允许以标准相位控制进行调光。二极管 VD10 将电压与大容量电容隔离,这样可以获得导通角信息。电阻 R7、R8 和 R9 形成分压器网络。R7 上的电压被电容 C7 平均分配。电压因使用调光器而降低,电容 C7 上的电压随之下降,进而降低 VT1 基极上的电压。一旦 VT1 的基极电压降到 5.1 V 以下,VT1 将会导通,将电流推入 FB 引脚,抑制开关,从而可降低平均负载电流而完成调光。电阻 R4 加载 AC 检测节点后可加快 VT1 的导通和关断时间。通过这种方法,上述电压反馈电路可以实现对 LED 的调光。

- (3) 设计要点。
- ① 电容 C8 不应过大，否则会降低功率因数。
  - ② 所选的二极管 VD1 的额定电压应大于最大 DC 总线电压（允许 25% 降额）。
  - ③ 电阻 R13 是泄放电阻，用于在电源关断期间对 C3 放电。
  - ④ C1 和 C2 的值应相等。
- 图 4-55 所示电路中电感参数见表 4-9。

表 4-9 电感参数

磁 芯 材 料	TDKPC40EE19-ZA <sub>L6</sub> 105 nH/t <sup>2</sup>	初 级 电 感 量	2.2 (1 ± 12%) mH
骨 架	EE19, 10pinYW-047	绕 组	180 T, AWG29

注：AWG，美国绕线规格；TIW，三层绝缘线；NC，无连接。

5) 非隔离降压式 LED 驱动器

(1) 设计特点。

图 4-56 所示的 LED 驱动器具有恒流（CC）输出；驱动电流不受 LED 正向电压  $V_F$  变化的影响；±5% 输入调整率可使发光恒定，不会出现令人不悦的频率闪烁；通用输入电压范围适合全球市场；整个范围内恒定高效率；满足 EN55022B 传导 EMI 限制；完整的过压和过热保护；空载工作特性，无 LED 时可做测试；自动重启动，可承受长期的短路输出；热关断功能可保护整个灯具。

(2) 工作方式。

图 4-56 所示非隔离降压式变换器采用 LinkSwitch-TN 系列产品的 LNK306DN（U1）设计，选择 LNK306DN 是因为其具有最小电流限流点（450 mA），能确保 330 mA 的输出电流。二极管整流桥 BR1 对交流输入进行整流，电容 C1 和 C2 进行滤波。L1 和 RF1 衰减传导 EMI。发生故障时 RF1 将起到熔断器作用。

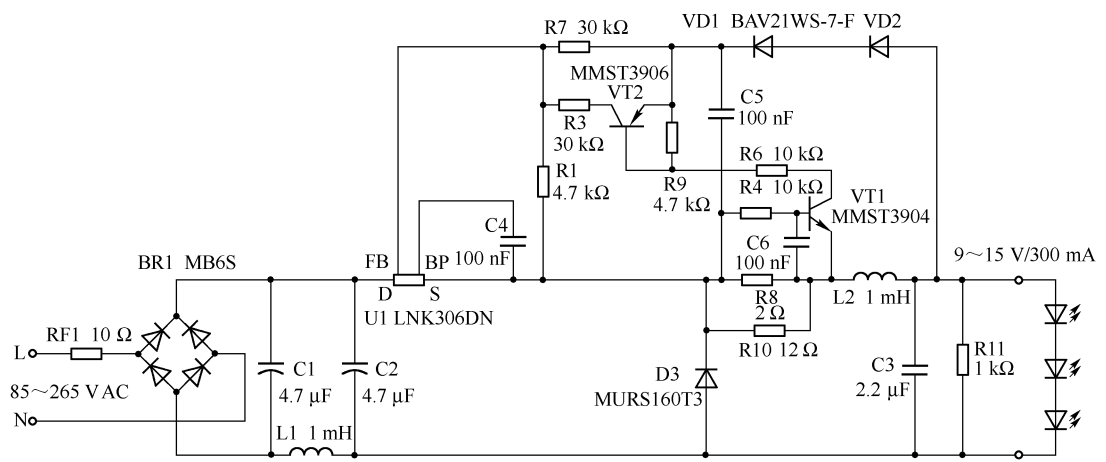


图 4-56 非隔离降压式 LED 驱动器

U1 内部的 MOSFET、二极管 VD3、电感 L2 和电容 C3 构成了降压式变换器。U1 内部的控制器通过使能和关断 MOSFET 开关周期来稳定输出电流。

在正常工作期间,输出电流通过 R8 和 R10 形成电压降,并加到 C6 两端。当 C6 两端的电压超过 VT1 的  $V_{BE}$  时,VT1 和 VT2 都导通。当 VT2 导通时,电流从 C5 通过电阻 R3 输入 U1 的反馈 (FB) 脚。只要进入 FB 脚的电流超过  $49\mu A$ ,MOSFET 开关工作就被关断。控制器通过调整使能和关断周期的比例来使输出电流稳定在  $330mA$ 。

在空载工作时,通过 VD1、VD2 和 C5 检测输出电压。C5 两端的电压通过 R7 和 R1 分压后接于 U1 的 FB 脚。FB 脚的电压在 49  $\mu$ A 电流时被指定为 1.63 V,因此可以作为一个参考使用。每当进入 FB 脚的电流超过 49  $\mu$ A 时,开关周期被关断,以将输出电压稳定到小于 18 V。

### (3) 设计要点。

① 为了阻止主板的开关节点和输入滤波板之间的 EMI 耦合, 两块电路板之间放置了一块屏蔽板 (连接到输入电容正端), 可提高了传导 EMI 的裕量。

② 二极管 VD1 和 VD2 可以用单个 600 V 的二极管代替, 用两个 250 V 的二极管是因为它们所占用的空间比一个 600 V 的二极管更小。

③ 加大 C3 的值会减小流过 LED 的电流纹波, 但增加了元件尺寸和成本。

④ 假负载 R11 确保了正确的空载工作, 使电源在没有负载接入时就可以被测试。

⑤ L2 应不会在 U1 的最大电流限流点 (647 mA) 时出现严重饱和。

⑥ 在对发热要求不高的密封外壳应用中，FB 脚可以用来直接检测 R8 和 R10 的电压降。这可以取消 VT1、VT2 和相关的其他元件，但要求电流限流点检测电压从 0.65 V 增加到 1.65 V。这将使检测电阻损耗增加大约 300 mW，使电源内部环境温度升高。为了优化散热，U1 的源极脚连接的 PCB 面积要最大化。

⑦ 由于本设计不提供输入到输出的隔离, 作为负载的 LED 必须通过灯罩隔离。

### 6) 0.5 W 非隔离恒流 LED 驱动器

### (1) 设计特点。

图 4-57 所示电路具有元件数量少（只需要 9 个元件）；宽电压输入范围适合全球要求；低成本、尺寸小、重量轻；高效率（85 V AC 输入时效率大约为 70%）；满足 EN55022B EMI 限制，EMT 裕量大于 8 dB $\mu$ V 等特点。

### (2) 工作方式。

图 4-57 所示是一个简单的 Buck-Boost 变换器，以开环方式工作且无输出反馈，用做恒流

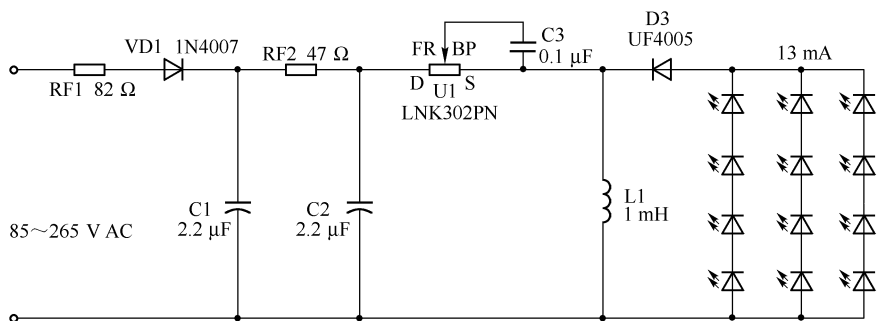


图 4-57 0.5 W 非隔离恒流 LED 驱动器

LED 驱动器。电路依靠 LNK302 的内部电流限制功能, 确保供给负载恒定的电流。交流输入被 VD1、C1、C2 和 RF2 整流和滤波, 电阻 RF1 应使用可熔防火型。

LinkSwitch-TN 使用电流限制的 ON/OFF 控制来调整输出电流, 这种类型的控制对整个工作范围内的任何输入电压改变具有内在的适应性。当流入反馈引脚的电流大于  $49\ \mu\text{A}$  时, MOSFET 会在那个周期关断。在这个应用中由于永远没有任何电流流入反馈引脚, 器件会在每个周期导通工作, 使电流上升到限流点。由于每个周期的峰值电流是受限制和固定的, 所以输出功率仅由电感的大小决定。这个设计若以非连续方式工作, 除了 EMI 特性比较好, 也可以保证使用低成本的  $75\ \text{ns}$  反向恢复的整流管。对于以连续方式工作的设计, 要求使用更快的整流管 ( $30\ \text{ns}$  反向恢复)。

输出由每个开关周期进行能量补充 ( $66\ \text{kHz}$ ), 因此不需要输出滤波电容。人的视觉暂留时间 (典型  $10\ \text{ms}$ ) 比开关周期长很多, 因此看到的是恒定的发光而没有闪烁。

根据 LinkSwitch-TN 设计指南选择 L1 的值或使用 PIXLS 设计表格。表格内输出电压单元格的值应为 LED 串的电压值, 输出电流单元格的值应为总的 LED 串的电流。作为替代, 可以使用以下公式计算电感:

$$P_0 = \frac{1}{2} \times L \times I_{\text{LIMIT}}^2 \times f_s \times \eta \Rightarrow L = \frac{2P_0}{I_{\text{LIMIT}}^2 \times f_s \times \eta} \quad (4-34)$$

### (3) 设计要点。

图 4-57 所示电路总的输出电流误差为  $\pm 12\%$ , 为了阻止噪声耦合到输入端, 输入滤波元件的放置要远离 LinkSwitch-TN 的源极点和电感 L1。直流输入滤波电容 C1 和 C2 可以放置在 AC 输入端, 即放置在 LNK302PN 与 L1 之间起到屏蔽作用。使用低成本电阻  $\pi$  型滤波器作为差模滤波, 对于输出功率大于  $0.5\ \text{W}$  的设计, 推荐使用电感  $\pi$  型滤波器。为了得到好的 EMI 性能, 电路要严格工作在非连续方式。交流输入的回路上可以设置第二个整流二极管 (图 4-57 中未使用), 这可以改进 EMI 性能和实现更好的浪涌承受能力。

## 4.2.2 基于 TOPSwitch-GX 系列器件 LED 驱动器

### 1. TOPSwitch-GX 系列器件型号及输出功率

TOPSwitch-GX 系列器件采用与 TOPSwitch 相同的拓扑电路, 以高性价比将高压 MOSFET、PWM 控制器、故障自动保护功能及其他控制电路集成到一个芯片上。TOPSwitch-GX 还集成了多项新功能, 可以降低系统成本, 提高设计灵活性及效率。

除标准的漏极、源极和控制极外, 不同封装的 TOPSwitch-GX 还另有  $1 \sim 3$  个引脚, 这些引脚根据不同封装形式, 可以实现如下功能: 电压检测 (过压/欠压, 电压前馈/降低  $D_{\text{max}}$ )、外部设定限流值、远程开/关控制、与外部较低频率的信号同步及频率选择 ( $132/66\ \text{kHz}$ )。所有封装形式的器件均具备如下相同特性:

① 软启动、 $132\ \text{kHz}$  开关频率 (轻载时自动降低)、可降低 EMI 的频率调制、更宽的  $D_{\text{max}}$ 、迟滞热关断及更大的爬电距离封装。

② 所有重要参数 (如限流、频率、PWM 增益等) 的温度误差及绝对误差更小、设计更简化、系统成本更低。TOPSwitch-GX 型号及输出功率见表 4-10。

表 4-10 TOPSwitch-GX 型号及输出功率

型 号	220(1±15%) V AC		85 ～ 265 V AC	
	适 配 器	开 放 式	适 配 器	开 放 式
TOP242P 或 G	9 W	15 W	6.5 W	10 W
TOP242R	15 W	22 W	11 W	14 W
TOP242Y 或 F	10 W	22 W	7 W	15 W
TOP243P 或 G	13 W	25 W	9 W	15 W
TOP243R	29 W	45 W	17 W	23 W
TOP243Y 或 F	20 W	45 W	15 W	30 W
TOP244P 或 G	16 W	28 W	11 W	20 W
TOP244R	34 W	50 W	20 W	28 W
TOP244Y 或 F	30 W	65 W	20 W	45 W
TOP245P 或 G	19 W	30 W	13 W	22 W
TOP245R	37 W	57 W	23 W	33 W
TOP245Y 或 F	40 W	85 W	26 W	60 W
TOP246P 或 G	24 W	34 W	15 W	26 W
TOP246R	40 W	64 W	26 W	38 W
TOP246Y 或 F	60 W	125 W	40 W	90 W
TOP247R	42 W	70 W	28 W	43 W
TOP247Y 或 F	85 W	165 W	55 W	125 W
TOP248R	43 W	75 W	30 W	48 W
TOP248Y 或 F	105 W	205 W	70 W	155 W
TOP249R	44 W	79 W	31 W	53 W
TOP249Y 或 F	120 W	250 W	80 W	180 W
TOP250R	45 W	82 W	32 W	55 W
TOP250Y 或 F	135 W	290 W	90 W	210 W

## 2. TOPSwitch-GX 系列器件引脚功能

TOPSwitch-GX 系列器件引脚排列如图 4-58 所示，引脚功能如下。

漏极（D）引脚：高压 MOSFET 的漏极输出，通过内部的开关高压电流源提供启动偏置电流，也是漏极电流的内部限流检测点。

控制（C）引脚：误差放大器及反馈电流的输入脚，用于占空比控制。与内部并联调整器相连接，提供正常工作时的内部偏置电流，也是电源旁路和自动重新启动/补偿电容的连接点。

电压检测（L）引脚（仅限 Y、R 或 F 封装）：过压（OV）、欠压（UV）、降低  $D_{max}$  的电压前馈、远程开/关和同步的输入引脚。连接至源极引脚时，则禁用此引脚的所有功能。

外部限流（X）引脚（仅限 Y、R 或 F 封装）：外部限流调节、远程开/关控制和同步的输入引脚，连接至源极引脚时，则禁用此引脚的所有功能。

多功能（M）引脚（仅限 P 或 G 封装）：此引脚集 Y 封装的电压检测（L）及外部限流

(X) 引脚功能于一体, 是过压 (OV)、欠压 (UV)、降低  $D_{\max}$  的电压前馈、远程开/关和同步的输入引脚。连接至源极引脚时, 则禁用此引脚的所有功能, 并使 TOPSwitch-GX 以简单的三端模式工作。

频率 (F) 引脚 (仅限 Y、R 或 F 封装): 选择开关频率的输入引脚, 如果连接到源极引脚, 则开关频率为 132 kHz; 连接到控制引脚, 则开关频率为 66 kHz。P 和 G 封装只能以 132 kHz 开关频率工作。

源极 (S) 引脚: 这个引脚是 MOSFET 的源极连接点, 用于高压功率回路。也是初级控制电路的公共点及参考点。

TOPSwitch-GX 产品系列功能描述与 TOPSwitch 类似, TOPSwitch-GX 也是一款集成式开关电源芯片, 能将控制引脚输入电流转化为高压 MOSFET 开关输出的占空比。在正常工作情况下, MOSFET 的占空比随控制引脚电流的增加而线性减小。

TOPSwitch-GX 除了像三端 TOPSwitch 一样, 具有高压启动、逐周期电流限制、环路补偿电路、自动重新启动、热关断等特性, 还综合了多项能降低系统成本、提高电源性能和设计灵活性的附加功能。此外, TOPSwitch-GX 采用了专利高压 CMOS 技术, 能以高性价比将高压 MOSFET 和所有低压控制电路集成到一片集成电路中。TOPSwitch-GX 增加了频率、电压检测和外部电流限制 (仅限 Y、R 或 F 封装) 引脚或一个多功能引脚 (P 或 G 封装), 以实现一些新的功能。将如上引脚与源极引脚连接时, TOPSwitch-GX 以类似 TOPSwitch 的三端模式工作, 在此种模式下, TOPSwitch-GX 仍能实现如下多项功能而无须其他外围元件。

① 完全集成的 10 ms 软启动功能, 限制启动时的峰值电流和电压, 显著降低或消除大多数应用中的输出过冲。

②  $D_{\max}$  可达 78%, 允许使用更小的输入存储电容, 所需输入电压更低或具备更大输出功率能力。

③ 轻载时频率降低, 可降低开关损耗, 保持多路输出电源中良好的交叉稳压精度。

④ 采用较高的 132 kHz 开关频率, 可减小变压器尺寸, 并对 EMI 没有显著影响。

⑤ 频率调制功能可降低 EMI。

⑥ 迟滞过热关断功能确保器件在发生热故障时自动恢复, 滞后时间较长可防止电路板过热。

⑦ 采用默认引脚及引线封装, 可提供更大的漏极爬电距离。

⑧ 绝对误差更小, 降低温度变化对开关频率、电流限制及 PWM 增益的影响。

电压检测 (L) 引脚通常用于电压检测, 通过一个电阻与经整流的高压直流总线连接, 能设定过压 (OV)、欠压 (UV) 和降低  $D_{\max}$  的电压前馈。在此模式之下, 电阻值确定 OV/UV 的阈值, 且  $D_{\max}$  从电路电压超过欠压阈值时开始线性减小, 此引脚还可用于远程开/关控制及同步输入。

外部限流 (X) 引脚通过一个电阻与源极连接, 从外部将电流降低到接近工作峰值的电流, 此引脚也可用做两种模式下的远程开/关控制和同步输入。

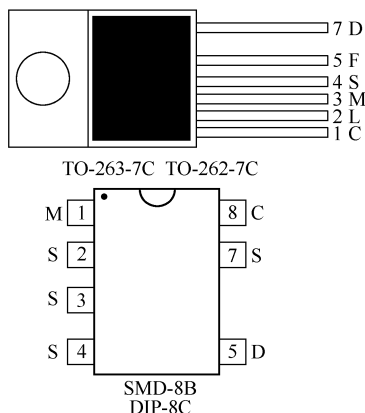


图 4-58 TOPSwitch-GX 系列器件引脚排列

在 P 和 G 封装中, 多功能引脚组合了电压检测及外部限流引脚功能, 但其中某些功能不能同时实现。在 Y、R 和 F 封装中, 频率引脚与源极相连时开关频率设置为 132 kHz 的默认值。而与控制引脚连接时, 频率减半, 此引脚最好不要悬空。

### 3. TOPSwitch-GX 功能描述

TOPSwitch-GX 的控制端是一个低阻抗连接点, 能接收合并的能量和反馈电流。正常工作时, 并联调整器从供给电流中分离反馈信号。控制端电压 ( $V_c$ ) 是包括 MOSFET 门驱动和控制电路的电源电压。在控制极和源极之间所接的旁路电容提供了瞬时门驱动电流。这个端的总电容量设定了自动重新启动时间和控制环路补偿。

启动初期, 经整流后的直流高电压供给漏极 (D) 时, MOSFET 关闭, 此时控制端电容通过接到内部漏极和控制极的开关高压电流源充电。当控制端电压达到 5.8 V 时, 控制电路动作且软启动开始。MOSFET 的导通占空比逐渐增大, 从零到最大值约 10 ms。软启动结束后, 如果没有外部反馈电流输入控制端, 高压电流源关断并且控制端将通过控制电路放电以响应供给电流。

内部振荡器通过一个内部电容在两个电压 (4.8 ~ 5.8 V) 之间线性地充放电产生一个锯齿波信号送入脉宽调制器。这个振荡器设定脉宽调制器在每个周期开始时的电流限制锁定。选择 132 kHz 的开关频率确保变压器尺寸最小, 并且保持电磁辐射 (EMI) 频率在 150 kHz 以下。对于 Y 型封装, 频率端与控制端短接, 开关频率降为 66 kHz (半频), 可用于对噪声敏感的视频领域或高效率备用电源模块。

脉宽调制器利用可变占空比的电流输入到控制端以驱动 MOSFET 实现电压控制。最大占空比 ( $D_{max}$ ) 是预设的 MOSFET 最大导通比, 为 78% (典型值), 当输入电压升高时, 最大占空比将从 78% 降到 38%。

脉宽调制器占空比降低, 输出功率减小。当占空比下降到 10% 以下时, 为了保持轻载高效, 频率将线性地减小到占空比为 0% 的最小频率 30 kHz 和 15 kHz (分别对应正常工作频率的 132 kHz 和 66 kHz), 降低了开关损耗并保持了低的输出纹波。

并联调整器兼具误差放大器功能。并联调整器的基准电压来源于经温度补偿后的带隙基准值。误差放大器增益通过控制端的动态阻抗被设定。控制端控制外电路信号到标准电压  $V_c$ 。控制端电流超额部分被分离给并联调整器或流过  $R_e$  作为误差电压信号。

加电时, 在输入电压达到 UV 阈值之前, UV 保持 TOPSwitch-GX 关断。掉电时, 输出超过规定值后, UV 防止了自动重新启动。从 L 或 M 端到 DC 高电压端的电阻设定了 UV 在加电时的阈值。同样的方法设定了 OV 阈值, 一旦超过它, 强迫 TOPSwitch-GX 输出关断。UV 和 OV 阈值之比被设定为 4.5。

TOPSwitch-GX 通过控制流入 L 端的电流或从 X 端流出的电流和从 M 端流入或流出的电流实现开/关切换。另外, L 端连接有 1 V 阈值比较器, 这个阈值电压也能实现远程开/关控制。在 X、L 或 M 和源极之间用晶体管或光耦连接实现了激活打开功能, 在 L 或 M 和控制极之间用晶体管或光耦连接实现了激活关断功能。

在启动持续 10 ms 后, 软启动的两个功能被激活。最大占空比开始从 0% 线性地增加到默认的 78%, 并且限制电流开始从大约 85% 线性地增加到 100%。软启动有利于输出过冲最小和防止变压器饱和。除此之外, TOPSwitch-GX 在远程关断或热关断下重新启动时, 控制



电压滞后调节也被激活。

#### 4. TOPSwitch-GX 系列器件性能特点

由于 TOPSwitch-GX 高度集成,很多电源设计方面的问题在芯片内部已经解决了。这对于所有的应用可使用一个共同的电路结构。不同的输出功率只是要求电路中的某些元件具有不同的数值,但电路结构不会改变。TOPSwitch-GX 产品系列拥有许多特色,很多高级功能如欠压、过压、外部设定  $I_{LIMIT}$ 、电压前馈及遥控开/关机等,可以用少量的外部元件加以实现, TOPSwitch-GX 在应用中除了使用最少的元器件外,还具有如下技术性的优势。

① TOPSwitch-GX 的关断模式功耗特别低,而外部电路也不消耗高压直流输入上的电流(M、L 或 X 脚开路), 110 V AC 时通常为 80 mW, 230 V AC 时为 160 mW。

② 可以使用廉价的、低电压/电流的瞬时接触开关。瞬时接触开关无须去抖动电路,在接通期间,电源的启动时间(通常为 10 ~ 20 ms)与微处理器的初始化时间起到去抖动滤波器的作用,保证只有当开关被按下至少达到上述时间才允许接通。在关断期间,微处理器在检测到开关的第一次闭合时开始关断程序,其后的开关反弹则不起作用。如果有必要,微处理器可以用软件实现关断时的开关去抖动,或用滤波电容作为开关状态输入。

③ 由于 M 引脚电流提供内部限流,光耦输出电路无须外部限流电路。

④ 无须用连接到输入直流电压的高压电阻为初级的外部电路供电,甚至光耦的发光二极管电流也可由控制引脚提供。这不仅节省了元件,简化了电路布局,还消除了开关状态时由高压电阻引起的功率损耗。

⑤ 坚固耐用的设计:不含有会被瞬态意外触发的开关锁存,而是由次级端的微处理器使电源保持接通状态。

#### 5. TOPSwitch-GX 设计要素

##### 1) 输出功率

表 4-10 给出的 TOPSwitch-GX 系列器件的最大实际连续输出功率,是在以下条件下获得的。

① TOP242 ~ TOP246: 12 V 输出,采用肖特基二极管,反射电压( $V_{OR}$ )为 150 V。

② TOP247 ~ TOP249: 最大输出电流为 6 A,假定各器件在 85 ~ 265 V AC 输入时的最小直流电压为 100 V DC, 230 V AC 时为 250 V DC,散热能力足以使器件温度保持在 100℃ 以下。

表 4-10 中显示的 R 封装的各功率级为假定在一个密闭适配器中,有 6.45 cm<sup>2</sup> (610 g/m<sup>2</sup>) 的铜箔散热区域,或在开放式设计中有 19.4 cm<sup>2</sup> 的铜箔散热区域。在应用中,应该根据所需的最大输出功率、效率、散热条件及成本目标来选择最适当的 TOPSwitch-GX 产品型号。由于可外部设定限值,在需要更高效率或散热条件很差的低功率应用中,可以选用较大的 TOPSwitch-GX 器件。

TOPSwitch 的应用可根据其推荐数据实现基本应用,如不是在极限应用(如输出功率为推荐值最大输出功率)的一般非满输出状态,可直接参照其推荐数据和应用举例设计。但芯片的最大输出功率则是有特定的工作状态,否则将不能可靠地实现。如 TOP227、TOP249 数据中电流限制值分别为 3 A、5.4 A,其最大输出功率为 150 W 和 250 W。在 TOPSwitch 的推荐应用中,采用钳位二极管钳位时,推荐初级反冲电压  $V_R$  不超过 135 V;采用 RCD 缓冲电路钳位时,推荐  $V_R$  不超过 150 V (实际电路设计时必须遵守这一规定,否则可能会造成主开



关断时瞬时过电压击穿)。在开关电源工作在电流断续模式时,在电网电压比 220 V 低 20% 状态下,整流器输出最低电压为 220 V,最大占空比为 0.4 ( $V_R = 135\text{ V}$ )、0.43 ( $V_R = 150\text{ V}$ )。在限流值为 3 A、5.4 A,整机效率为 0.9 的条件下, TOP227、TOP249 的最大输出功率可根据下面公式计算:

$$P_o = 1.2 V_{in} \times I_{LIMIT} \times D_{max} \times \eta / 2 \quad (4-35)$$

式中,  $D_{max}$  为实际工作状态下的最大占空比,即 0.4 或 0.43。

对应的最大输出功率, TOP227 为 108 W ( $D_{max} = 0.4$ )、116 W ( $D_{max} = 0.43$ ); TOP249 为 194 W ( $D_{max} = 0.4$ )、209 W ( $D_{max} = 0.43$ ),而不是 TOP227 的 150 W、TOP249 的 250 W。当开关电源变压器设计不合理时,实际最大输出功率将小于上述值,因此, TOPSwitch 的最大输出功率在电流断续状态下是不可实现的。欲实现最大输出功率,只能工作在电流连续状态,但这样会增加输出电压尖峰和 EMI,故一般在 220 V AC 输入时不应采用电流连续状态。用 TOP249 设计的 250 V、48 W 稳压电源,在电流断续状态下其输出功率在 150 V 反冲电压的推荐值下只能是 209 W,而不是 250 W。但如果精心设计变压器,使漏感尽可能小并采用无或低损耗关断缓冲电路钳位,可使变压器漏感造成的尖峰电压比反冲电压高;不到 50 V 时, 700 V 耐压的 TOPSwitch 的反冲电压可选择 200 V。当电网电压比 220 V 高 10% 时,整流后电压为 375 V, TOPSwitch 开关上电压峰值为:

$$V_{DSmax} = V_{DCmax} + V_R + \Delta V = 375 + 200 + 50 = 625\text{ V} < 700\text{ V}$$

75 V 的电压裕量大于 TOPSwitch 推荐的 25 V,裕量可确保 TOPSwitch 安全工作。在这种工作条件下,在交流 198 V 输出时,  $D_{max} = 0.48$ , TOP227、TOP249 的最大输出功率为 156 W、271 W,相对接近 TOPSwitch 所推荐的最大输出功率。如采用功率提升技术,还可使输出功率增加,当 TOPSwitch 引入软启动功能后, GX 系列可应用于正激变换器,使最大输出功率达到其推荐值成为可能。

## 2) 输入电容

输入电容应能提供 TOPSwitch-GX 系列器件所需的最小直流电压,以保证最低额定输入电压和最大输出功率条件下电压受控。由于 TOPSwitch-GX 的  $D_{max}$  比 TOPSwitch-II 的高,它可以使用更小的输入电容。对 TOPSwitch-GX 而言,只要变压器设计得当,输入的电容通常只需每瓦 2  $\mu\text{F}$ 。

## 3) 初级钳位和输出反射电压 $V_{OR}$

初级钳位电路限制 TOPSwitch-GX 器件的峰值漏源极电压,齐纳钳位所需元件数少,占用电路板面积也较小。为提高效率,钳位用的齐纳管电压至少应是输出反射电压的 1.5 倍,以缩短漏电尖峰传导时间。在通用输入应用中,使用齐纳钳位  $V_{OR}$  的值最好小于 135 V,以实现在齐纳二极管的绝对误差和温差内也可以保证钳位电路的高效工作。

设计中要充分发挥 TOPSwitch-GX 器件的  $D_{max}$  范围更宽的优势,则  $V_{OR}$  必须更高。RCD 钳位电路比齐纳钳位电路的钳位电压误差更严格,  $V_{OR}$  可达 150 V。通过外部限流可简化为一项输入电压功能,可将 RCD 钳位电路的损耗降至最低。RCD 钳位电路比齐纳钳位电路的效率更高,但需要优化钳位电路的设计。

## 4) 输出二极管

输出二极管的选择由峰值反向电压、输出电流和应用的热条件(包括热吸收、空气流通等)来确定。TOPSwitch-GX 器件的  $D_{max}$  较高,若变压器匝数比设计适当,在高达 15 V 的



输出电压上可使用 60 V 肖特基二极管, 以获得更高效率。

#### 5) 软启动

电路接通时, 片内软启动在 10 ms 内使占空比从零线性增大到  $D_{\max}$  同时, 初级限流从 85% 上升至 100%。这使得输出电压依次上升, 为反馈回路控制占空比提供时间。这不仅降低了 TOPSwitch-GX 器件内部 MOSFET、钳位电路和输出二极管的峰值电流或电压, 也有助于防止在启动期间变压器过饱和。在软启动的同时还能限制输出电压过冲的幅值, 在大多数应用中都无须软启动电容。

#### 6) EMI

开关电源频率调制特性是将开关频率调制在狭窄的波段内, 从而降低与基本开关频率的各次谐波相关的 EMI 峰值。此特性对均值检测模式特别有利, 频率偏离越大, 开关谐波阶次越高, 频率抖动功能的益处就越明显。TOPSwitch-GX 的开关频率可以通过频率 (F) 引脚选为 132 kHz 或 66 kHz。某些应用为了降低高频辐射噪声, 漏极节点需要较大的缓冲电路 (如 VCR、DVD、显示屏、电视机等), 这时选择 66 kHz 工作频率可以降低缓冲电路损耗, 提高效率。同样, 在变压器尺寸要求不严的应用中, 选择 66 kHz 也能降低 EMI, 提高效率。因 66 kHz 的二次谐波仍低于 150 kHz, 而频率在 150 kHz 以上时 EMI 指标要求会严格得多。对 10 W 以下应用, 用简单的电感就可以满足各种关于 EMI 的限制条件, 而无须设置交流输入共模电感。

#### 7) 变压器设计

变压器的工作磁通密度不能超过 3 000 高斯, 最大限流时的峰值磁通密度不超过 4 200 高斯。匝数比的选择应能满足反射电压 ( $V_{OR}$ ) 在使用齐纳钳位电路时不超过 135 V, 使用前馈电压降低限流 (过载保护) 的 RCD 钳位电路时不超过 150 V (最大)。

如果设计的工作电流远远低于限流值, 最好用接近峰值工作电流的外部限流, 以降低峰值磁通密度和峰值功率。在大多数应用中, TOPSwitch-GX 器件比 TOPSwitch-II 器件具有更严格的限流误差、更高的开关频率和特有的软启动特性, 这些都有助于减小变压器尺寸。

#### 8) 待机功耗

频率降低特性能显著降低轻载或空载功耗, 特别是使用齐纳钳位电路时。如果次级功耗很低, 也可以使用 TL431 来控制反馈。另外, 开关频率从正常时的 132 kHz 降至轻载条件下的 66 kHz, 也能显著降低开关损耗。

#### 9) TOPSwitch-GX 设计注意事项

TOPSwitch-GX 器件与 TOPSwitch 器件相比, TOPSwitch-GX 拥有更多功能并且功率更高, 采用 TOPSwitch-GX 器件在具体电路设计时, 应注意以下事项。

① 脉冲变压器的初级电感值要适当, 一般在 300 ~ 3 000  $\mu\text{H}$  之间。输出功率较大时应取下限; 反之则应取上限。变压器的初级电感不能太小, 否则会造成 TOPSwitch-GX 器件中 MOSFET 的漏极电流过大而使损耗增加, 同时易造成过流保护误动作而使电源难以启动。同样, 初级电感也不能太大, 过大则不能满足输出功率的要求。

② 输出滤波电容的等效串联电阻应尽可能小, 特别是在低压大电流的情况下更是如此, 否则会由于电容损耗的增大而导致电源可靠性降低。

③ 反馈光耦输出端应靠近控制端 C, 控制端 C 的滤波电容应靠近源极; 另外, 多功能端 L、X、F 或 M 与源极之间的连接线也应尽可能短, 同时还应当远离漏极, 以减小电源噪声。

④ TOPSwitch-GX 源极引脚的输入滤波电容的负极端, 采用单点连接到偏置绕组回路, 使

电涌电流从偏置绕组直接返回输入滤波电容,增强了浪涌的承受力。控制引脚旁路电容应尽可能接近源极和控制引脚,其源极连线上不应有 MOSFET 的开关电流流过。所有以源极为参考,连接到多功能引脚、线路检测引脚或外部限流引脚的元件同样也应尽可能靠近源极和相应引脚,而且源极连线上仍不应有 MOSFET 的开关电流流过。重要的是,由于源极引脚也是控制器的参考地引脚,其开关电流必须经独立的通路返回到输入电容的负端,而不能和连接到控制引脚、多功能引脚、线路检测引脚或外部限流引脚的其他元件共用同一通路。

⑤ 多功能 (M)、线路检测 (L) 或外部限流 (X) 引脚的连线应尽可能短,并且远离漏极连线以防止噪声耦合。线路检测电阻应接近 M 或 L 引脚,使其到 M 或 L 引脚的连线长度最短。用一个高频旁路电容与  $47\mu\text{F}$  控制脚电容并联使用,能更好地预防噪声。反馈光耦合器的输出也应接近 TOPSwitch-GX 的控制和源极引脚。

⑥ Y 电容的位置应接近变压器的次级输出回路引脚和初级直流正极输入引脚。

#### 10) 散热设计

Y 封装或 F 封装的散热部分在电气上与源极引脚内部相连接,为避免循环电流,在引脚上附加的散热装置不应与电路板上任何初级地、源节点电气连接。使用 P (DIP-8)、G (SMD-8) 或 R (TO-263) 型封装时,器件靠近源极引脚的铜片区域可起到有效的散热作用。在双面电路板中,连接顶层和底层之间的过孔可用来提高散热。此外,输出二极管的正负极引脚下的铜片面积应足够大,以利于器件散热。在输出整流管和输出滤波电容之间设置一个狭窄连线,可在整流管和输出滤波电容之间起到防止电容过热作用。

## 6. 应用电路

### 1) 隔离式、带功率因数校正 (PFC) 的 17 W LED 驱动器

#### (1) 设计特点。

图 4-59 所示电路具有 700 mA 输出电流,精度为  $\pm 5\%$ ; 功率因数  $> 0.98$ , THD  $\leq 9.6\%$ ; 开机无输出电流过冲; 温度范围为  $-40 \sim +80^\circ\text{C}$ ; 谐波符合 IEC61000-3-2, 2.1 版; 传导 EMI 符合 CISPR-22B。

#### (2) 工作方式。

图 4-59 所示电路是一个低成本、基于 TOP246F 的具有 PFC 的 LED 驱动器,利用了 TOPSwitch-GX 的内置特性。除了在空载时,这个电源电流 (不是电压) 是可调整的。空载时输出电压被 R6 和 VR2 限制在 30 V 左右 (最大)。这个电路配置为反激变换器,工作在非连续导通模式。在 16 ~ 24 V 的输出电压范围内,它可以输出平均 700 mA (输出纹波的峰值为 1 A) 的电流,是高电流 LED 阵列驱动的理想选择,如驱动最高 12 只 LED 串。选择 DC 输入电容 C3 为 100 nF,以便在 AC 输入过零时它的电压接近零。

偏置供电选择  $220\mu\text{F}$  电容,以使进入电流源 (VT1) 的 120 Hz 纹波电流最小化,并向 U1 提供控制电流。输出整流管 (VD9) 必须有 3.5 A 的平均电流额定值。C7 的值 ( $680\mu\text{F}$ ) 将 120 Hz 输出纹波电流的幅度设置为 600 mA 峰峰值。

R7、R8、R9 和 U2 的二极管将平均电流限流点设置为 700 mA, C8 为 PFC 环路滤波电容 ( $100\mu\text{F}$ ), 优化选择 C8 的值,以能够提供高功率因数需要的低环路带宽。R4 是断电时 C6 和 C8 的放电路径。控制脚旁路电容 (C5,  $1\mu\text{F}$ ) 要足够大,允许输出负载电流平滑上升,并能够阻止输出电流过冲。大的 C5 值将增加启动延迟时间。

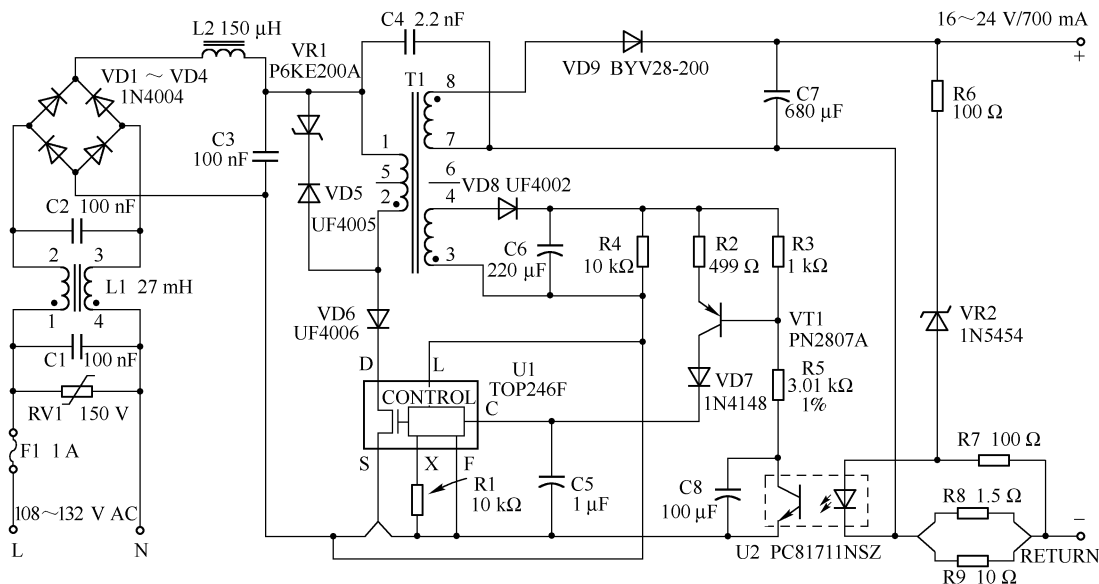


图 4-59 隔离式、带功率因数校正 (PFC) 的 17 W LED 驱动器

(3) 设计要点。

- ① 为了得到高的功率因数，在 8.33 ms 的半周内占空比必须恒定。因此偏置供电电压和 U1 控制脚电流必须保持恒定。C6 和 C8 的值必须相应地优化选择。
- ② 减小 C8 的值将降低开机延迟时间，也降低功率因数。
- ③ 由于低成本是这个低环路增益设计的目标，输出电流的误差依靠光耦的 CTR 和偏置电压的值（未稳压）。严格的 AC 输入范围允许偏置绕组使用正激式（不是反激式）配置。如果 AC 输入电压范围变大，偏置电源电路需要加电压调整器。

图 4-59 所示电路中变压器参数见表 4-11。

表 4-11 变压器参数

磁 芯 材 料	EF-20, $A_{LG}1\ 570\text{ nH/t}^2$	初级电感量	$350(1\pm5\%)\ \mu\text{H}$
骨 架	EF0700EF20, 8 pin	初级谐振频率	2.0 MHz
绕 组	初级, 70T, AWG29, 2 层; 次级, 13T, $2\times\text{AWG32}$ ; 偏置, 9T, $2\times\text{AWG23}$	漏 感	$10\ \mu\text{H}$
绕组顺序 (引脚编号)	初级 (2 ~ 5); 次级 (8 ~ 7); 初级 (5 ~ 1); 偏置 (3 ~ 4)		

注：AWG，美国绕线规格；TIW，三层绝缘线；NC，无连接。

2) 带 PFC 电路的 20 W LED 驱动器

(1) 设计特点。

图 4-60 所示电路具有通用的电压输入范围，基于单级 PFC 的恒压/恒流电源；满足最小功率因数为 0.9 的要求（能源之星 SSL VER1.0）；符合 IEC61000-3-2 中对级别 C 设备规定的谐波含量限制；在整个输入电压范围内均具有高效率（约 80%）；符合 EN55015B 传导 EMI 限值，EMI 裕量  $>10\text{ dB}\mu\text{V}$ ；自动重启动功能提供不定时的输出抗短路能力等。

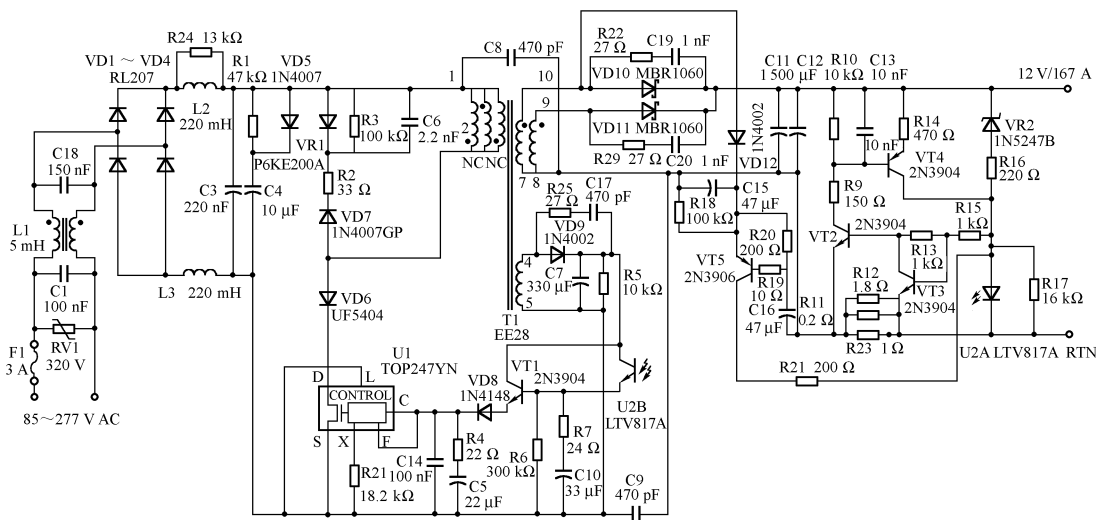


图 4-60 带 PFC 电路的 20W LED 驱动器

## (2) 工作原理。

图 4-60 所示的隔离反激式变换器是一个单级 PFC 的 LED 驱动器,它可以在 12 V 电压下提供 1.67 A 的平均输出电流,因而非常适用于驱动大功率 LED 阵列。使用最小输入电容的反激式变换器在非连续导通模式下工作时,可取得较高的功率因数。由于非连续导通模式会使初级 RMS 电流增大,所以选用 TOP247YN 来减小 MOSFET 的  $R_{DS(ON)}$  值,从而降低耗散和提高整体效率。电阻 R11、R12、R23、VT2、VT3、VT4 及其相关电路与 U2 中的 LED 共同构成低压降恒流电路,并将平均负载电流设定为 1.67 A。在空载时, R16 和 VR2 将输出电压限制到大约 18 V。

要实现高功率因数和低谐波含量, U1 必须在整个 AC 输入电压频率周期内以恒定占空比进行工作。为此,需要把环路增益交越频率设计到远低于 100 Hz 的水平,在本设计中,增益交越频率在低压输入时约为 30 Hz,在高压输入时约为 40 Hz。

电容 C10 和电阻 R6 将主极点设定在大约 0.02 Hz,与 R7 在 200 Hz 时形成一个零点,以提高增益交越时的相位裕量。为使 C10 与控制引脚隔离(此时会更改启动和自动重新启动时序),需要将 VT1 设计为由 U2B 输出驱动的射极跟随器。从 VT1 的发射极看, C10 被增大, R6 减小。这样所得到的电容值足以维持一个恒流,流入 U1 的控制引脚,从而在整个 AC 电压频率周期内维持恒定的占空比。

控制引脚旁路电容 (C5) 应很大,以实现正确启动及稳态工作。C5 值越大,启动延迟时间越长。可以选择 VD12、C15、C16、R18 ~ R21 和 VT5 来组成一个软启动电路。在输出达到稳压之前, VT5 被偏置,同时 C16 充电至  $U_{E(Q5)} - U_{BE(Q5)}$ 。电流通过 U2 馈入 U1 的控制引脚,这样可以确保输出达到稳压而不会出现波动(由于进入自动重新启动状态)。电源关断时, C16 会通过 R18 进行放电而复位。变压器的两个次级绕组由 VD10 和 VD11 进行整流,并由 C11 和 C12 进行滤波。

VD7、R2、R3、C6 及 VR1 共同构成初级钳位电路。正常工作期间,钳位电压由 R3 和 C6 决定,而在启动和负载瞬态期间,最大钳位电压则由 VR1 来决定。慢速玻璃钝化二极管

VD7 的反向恢复时间为  $2\mu\text{s}$ , 这有助于恢复部分漏感能量, 进而提高效率。电阻 R2 用来衰减高频振铃, 从而降低 EMI。

### (3) 设计要点。

启动电容 C4 可以在其通过二极管 VD5 进行充电时稳定 DC 总电压, 一旦进入稳态, 电容即被 VD5 从电路中有效去耦。电阻 R1 是泄放电阻, 用于在电源关断期间对 C4 放电。这种设计还可以提供差模电压浪涌保护。

使用 PIXIs 表格设计变压器, 在设计表格中输入峰值功率 ( $33\text{ W}$ ), 其对应的平均功率为  $20\text{ W}$ 。输入等于最小输入 AC 电压峰值的最小 DC 电压, 以计算出正确的初级电感值。将  $K_p$  值设定为  $1.0$ , 以确保在到达最小 AC 输入电压峰值时立即进入非连续模式。确保变换器始终在非连续模式下工作 (稳态工作期间), 增益交越频率要低于  $40\text{ Hz}$ 。不要提高带宽, 因为这样会增大输入电流波形中的三次谐波含量, 从而降低功率因数。

应根据散热评估来选择变压器尺寸, 由于绕组上 RMS 电流和 AC 磁通电流较大, 所以通常需要更大规格的变压器, 而不是标准 DC 供电的反激式变压器。变压器参数见表 4-12。

表 4-12 变压器参数

磁芯材料	EE28, NC-2HA <sub>1G</sub> 452nH/t <sup>2</sup>	初级电感量	724 ( $\pm 5\%$ ) $\mu\text{H}$
骨架	EE28, 10 pin	初级谐振频率	855 kHz
绕组	屏蔽, 20T $\times$ 2, AWG33; 初级 208T $\times$ 1, AWG27; 屏蔽, 4T $\times$ 4, AWG25; 次级, 4T $\times$ 2, AWG23, TIW; 偏置, 7T $\times$ 4, AWG30; 初级, 208T $\times$ 1, AWG27	漏感	10 $\mu\text{H}$
绕组顺序 (引脚编号)	偏置 (4 ~ 5); 初级 (1 ~ 2); 屏蔽 (NC ~ 2); 7V (7 ~ 6)		

注: AWG, 美国绕线规格; TIW, 三层绝缘线; NC, 无连接。

二极管 VD6 必须为超快型, 这种二极管可以防止反向电流在其关断 (因输入电容变小引起) 期间流经 TOPSwitch。将次级分为 2 个并行绕组和 2 个独立二极管, 这样可以提高效率。

### 3) 14 W 高效率 LED 驱动器

#### (1) 设计特点。

图 4-61 所示电路具有工作环境温度高 ( $75^\circ\text{C}$ ); 符合 EU CoC/CEC2008/能源之星 2.0 要求; 带载模式效率高 (可达  $86\%$ , 要求为  $79.6\%$ ); 在  $265\text{ V AC}$  输入时的空载输入功率  $< 250\text{ mW}$  (要求为  $300\text{ mW}$ ); 具有迟滞过热关断保护、负载断开保护功能; 满足 EN55015B 传导 EMI 限制, EMI 裕量  $> 8\text{ dB}\mu\text{V}$ 。

#### (2) 工作原理。

图 4-61 所示为一个典型的  $20\text{ V}$ 、 $14\text{ W}$  恒压 (CV)、恒流 (CV) 输出的 LED 驱动器。LED 阵列的输出光通量与所流经的电流成正比。因此, LED 驱动器应具有恒流输出, 而不是恒压输出。在本设计中, DC 输出未与 AC 输入隔离, 因而 LED 阵列和外壳应安全地隔离开来。

AC 输入由 BR1、C1 和 C2 进行整流和滤波。电感 L1 与 C1 和 C2 一起构成一个  $\pi$  形滤波器, 并提供 EMI 滤波。熔断器 F1 在发生严重故障时提供保护。为使电源在空载下正常工作而不受损坏, 使用齐纳二极管 VR2 进行恒压调整并使电压保持在约  $21\text{ V}$ 。通过检测电流

检测电阻 R7 上的压降来实现恒流特性。并联稳压器 ICU3 与 R9、R8 和 R8A 一起在运算放大器 U2 的反向输入端生成 0.07 V 的精确电压参考。达到设定电流时, R7 上的电压将超过参考电压, 这样会使运算放大器的输出增大。此时会正向偏置 VD4, 驱动 VT1 的基极, 进而将电流从 U1 的 EN/UV 引脚拉出。电容 C7 和电阻 R11 提供环路补偿。使用运算放大器的限流方式使电流采样电压最小化, 从而降低了损耗, 使效率最高。

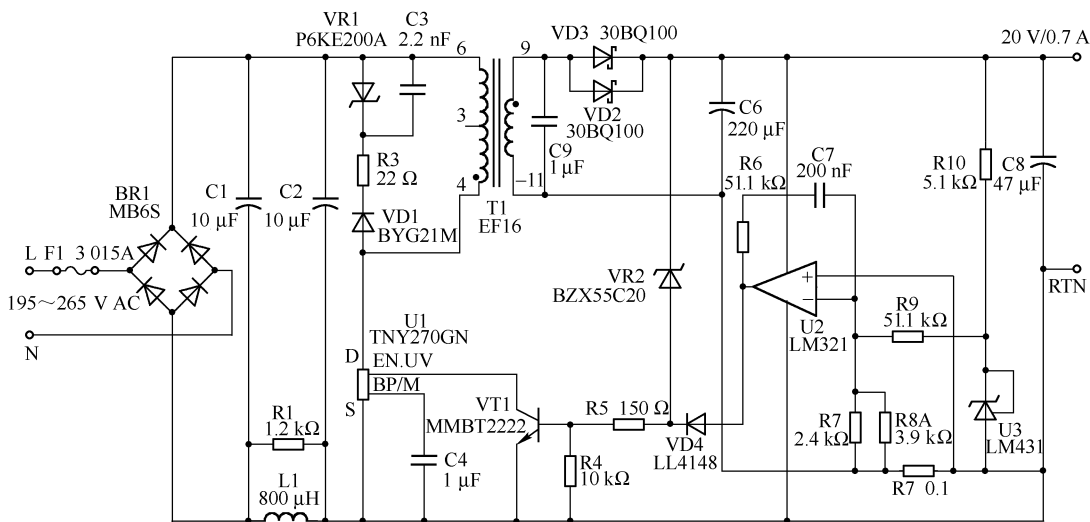


图 4-61 14 W 高效率 LED 驱动器

只要 EN/UV 引脚拉出的电流超过 115  $\mu\text{A}$ , U1 中的 MOSFET 就会以逐周期的方式被禁止 (开/关控制)。通过调整使能与禁止开关周期的比例, 反馈回路可以调节输出电压或电流。开/关控制方式同时优化了不同负载情况下的变换器效率, 使之符合能效标准。

由于环境温度高, U1 将在降低的电流限流点模式下进行工作。这样可以提高电源的整体效率并改善其散热性能。初级钳位 (VD1、VR1、C3 及 R3) 将最大峰值漏极电压控制在内部 MOSFET 的 700 V 漏源击穿电压以下。电阻 R23 减小了高频漏感振荡, 从而降低了 EMI。次级侧的输出通过二极管 VD2、VD3 和 C6 进行整流和滤波。

### (3) 设计要点。

- ① VD1 要选择快速二极管而不能选择超快二极管, 通过恢复部分漏感能量来提高效率。
- ② 电容 C3 用于改善 EMI 性能。
- ③ 选择电阻 R10, 用于在最低输出电压为 6 V 时向 U3 提供 1 mA 的供电电流。
- ④ U1 的可选电流限流点允许对电流限流点和器件大小进行优化选择, 以适应环境温度。例如, 为了降低耗散, 可以通过将 C3 从 1  $\mu\text{F}$  更改为 0.1  $\mu\text{F}$  来在相同设计中使用 TNY280GN 器件。或者, 在散热性能较高的环境中, 可以通过将 C3 从 1  $\mu\text{F}$  更改为 10  $\mu\text{F}$  来使用 TNY278GN 器件。

⑤ 电源在 LED 串电压介于 6 ~ 20 V 之间时均可正确工作。但由于输出电流恒定不变, LED 灯串电压越低, 输出功率就越低。

图 4-61 所示电路中变压器参数见表 4-13。

表 4-13 变压器参数

磁 芯 材 料	EE16, NC-2HA <sub>LC</sub> 73nH/t <sup>2</sup>	初级电感量	1 082 (1 ± 5%) μH
骨 架	EE16, 12pin	初级谐振频率	1 MHz
绕 组	初级 1, 61T × 1, AWG31; 20 V, 20T × 2, AWG27; 初级 2, 61T × 1, AWG31	漏 感	30 μH
绕组顺序 (引脚编号)	初级 1 (4 ~ 3), 20 V (9 ~ 11); 初级 2 (3 ~ 6)		

注: AWG, 美国绕线规格; TIW, 三层绝缘线; NC, 无连接。

4.2.3 基于 TinySwitch-III 系列器件 LED 驱动器

1. TinySwitch-III 系列器件型号及输出功率

TinySwitch-III 系列器件在一个器件上集成了一个 700 V 高压功率 MOSFET 开关及一个电源控制器, 与普通的 PWM (脉宽调制) 控制器不同, 它使用简单的开/关控制方式来稳定输出电压。这个控制器包括了一个振荡器、使能电路 (检测及逻辑)、限流状态调节器、5.85 V 稳压器、旁路/多功能引脚欠压及过压电路、电流限流选择电路、过热保护、电流限流电路, 前沿消隐电路。此外, TinySwitch-III 系列器件还增加了自动重新启动、自动调整开关周期导通时间延长及频率抖动功能。

TinySwitch-III 系列器件提供了一个灵活的设计方案, 并且实现了更低的系统成本及更大的输出功率范围。TinySwitch-III 系列器件型号及输出功率见表 4-14。

表 4-14 TinySwitch-III 系列器件型号及输出功率

产 品 型 号	固定交流输入电压 (230 (1 ± 15%) V)		宽范围交流输入电压 (85 ~ 265 V)	
	密封式电源模块	敞开式电源	密封式电源模块	敞开式电源
TNY274P or G	6 W	11 W	5 W	8.5 W
TNY275P or G	8.5 W	15 W	6 W	11.5 W
TNY276P or G	10 W	19 W	7 W	15 W
TNY277P or G	13 W	23.5 W	8 W	18 W
TNY278P or G	16 W	28 W	10 W	21.5 W
TNY279P or G	18 W	32 W	12 W	25 W
TNY280P or G	20 W	36.5 W	14 W	28.5 W

2. TinySwitch-III 系列器件引脚功能

TinySwitch-III 系列器件引脚排列如图 4-62 所示, 其各引脚功能如下。

漏极 (D) 引脚: MOSFET 的漏极连接点, 在开启及稳态工作时提供内部工作电流。

旁路/多功能 (BP/M) 引脚: 这一引脚有多项功能。

① 一个外部旁路电容连接到这个引脚, 用于生成内部 5.85 V 的供电电源。

② 作为外部限流点设定, 根据所使用电容的数值选择电流限流值。使用数值为 0.1 μF 的电容将会工作在标准的电流限流值

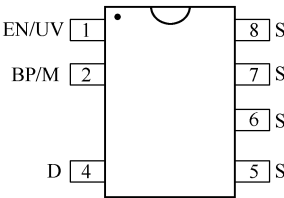


图 4-62 TinySwitch-III 系列器件引脚排列



上。对于 TNY275 ~ TNY280 器件, 使用数值为  $1\mu\text{F}$  的电容会将电流限流值降低到相邻更小型号的标准电流限流值上。使用数值为  $10\mu\text{F}$  的电容会将电流限流值增加到相邻更大型号的标准电流限流值上。

③ 提供了关断功能, 在输入掉电时, 当流入旁路引脚的电流超过  $I_{\text{SD}}$  时关断器件, 直到 BP/M 电压下降到  $4.9\text{V}$  之下。还可将一个稳压管从 BP/M 引脚连接到偏置绕组供电端实现输出过压保护。

使能/欠压 (EN/UV) 引脚: 此引脚具备两项功能。

① 输入使能信号和输入电压欠压检测, 在正常工作时, 通过此引脚可以控制 MOSFET 的开关。当从此引脚拉出的电流大于某个阈值电流时, MOSFET 将被关断。当此引脚拉出的电流小于某个阈值电流时, MOSFET 将被重新开启。对阈值电流的调制可以防止群脉冲现象的发生。阈值电流值在  $75 \sim 115\mu\text{A}$  之间。

② 在 EN/UV 引脚和 DC 电压间连接一个外部电阻可以用来检测输入电压的欠压情况。如没有外部电阻连接到此引脚, TinySwitch-III 可检测出这一情况并禁止输入电压欠压保护功能。

源极 (S) 引脚: 内部连接到 MOSFET 的源极, 用于高压功率的返回节点及控制电路的参考点。

### 3. TinySwitch-III 功能描述

#### 1) 振荡器

典型的振荡器平均频率设置在  $132\text{kHz}$  的水平。振荡器可生成两个信号: 最大占空比信号 ( $D_{\text{max}}$ ) 及显示每个周期开始的时钟信号。振荡器电路可导入少量的频率抖动, 通常为  $8\text{kHz}$  峰峰值, 用来降低 EMI。频率抖动的调制速率设置在  $1\text{kHz}$  的水平, 目的是降低平均及准峰值的 EMI, 并给予优化。测量频率抖动时应把示波器触发设定在漏极电压波形的下降沿来测量。

#### 2) 输入使能电路和限流状态调节器

EN/UV 引脚的输入使能电路包括了一个输出设置在  $1.2\text{V}$  的低阻抗源极跟随器。流经此源极跟随器的电流被限定为  $115\mu\text{A}$ 。当流出此引脚的电流超过阈值电流时, 在此使能电路的输出端会产生一个低逻辑电平 (禁止), 直到流出此引脚的电流低于阈值电流。在每个周期起始时, 对应时钟信号的上升沿对这一使能电路输出进行采样。如果为高电平, 功率 MOSFET 会在那个周期导通 (启用), 否则功率 MOSFET 将仍处于关断状态 (禁止)。由于采样仅在每个周期的开始时进行, 所以此周期中随后产生的 EN/UV 引脚电压或电流的变化对 MOSFET 状态都不构成影响。

在轻载状态下, 当 TinySwitch-III 开关频率有可能进入音频范围内时, 限流状态调节器以非连续方式降低限流值。较低的电流限流值使开关频率保持在音频范围之上, 降低变压器的磁通密度从而减轻了音频噪声。限流状态调节器监测使能的开关序列以确定负载情况, 并以非连续方式相应地调节能限流值。

在大多数工作条件下 (除接近空载时), 在开关周期被禁止时低阻抗源极跟随器会保持 EN/UV 引脚不会过多低于  $1.2\text{V}$ , 这改善了连接到此引脚的光耦器的响应时间。

#### 3) $5.85\text{V}$ 稳压器及 $6.4\text{V}$ 分流稳压钳位电路

在 MOSFET 处在关断期间,  $5.85\text{V}$  稳压器就会从漏极电压吸收电流, 将连接到旁路引脚的旁路电容充电到  $5.85\text{V}$ 。旁路/多功能引脚是内部供电电压节点。当 MOSFET 导通时, 器



件利用储存在旁路电容内的能量工作。内部电路极低的功率耗散使 TinySwitch-III 可使用从漏极吸收的电流持续工作。一个  $0.1\ \mu\text{F}$  的旁路电容就足够实现高频去耦及能量存储。

此外,当有电流从外部提供给旁路/多功能引脚时,一个  $6.4\text{ V}$  的分流稳压钳位电路会将旁路/多功能引脚电压钳位在  $6.4\text{ V}$ 。利用偏置绕组经过外部电阻向 TinySwitch-III 供电,可以将空载能耗降低到  $50\text{ mW}$  以下。在稳态工作下,当旁路/多功能引脚电压下降到  $4.9\text{ V}$  以下时,旁路/多功能引脚欠压电路将关断功率 MOSFET。在稳态工作下一旦旁路/多功能引脚电压下降到  $4.9\text{ V}$  之下,它必须再上升回  $5.85\text{ V}$  才可重新开启功率 MOSFET。

#### 4) 过热保护

热关断电路间接检测 MOSFET 的温度。阈值设置在  $142^\circ\text{C}$  并具备  $75^\circ\text{C}$  的迟滞范围。当结温度超过这个阈值时,功率 MOSFET 关断,直到结温度下降  $75^\circ\text{C}$ ,MOSFET 才会重新开启。采用  $75^\circ\text{C}$  (典型值) 的迟滞可防止因持续故障而使 PCB 板出现过热现象。

#### 5) 电流限流

电流限流电路检测功率 MOSFET 的电流。当电流超过内部阈值 ( $I_{\text{LIMIT}}$ ) 时,在该周期剩余阶段会关断功率 MOSFET。电流限流状态调节器在中轻负载条件下以非连续方式降低电流限流阈值。在功率 MOSFET 开启后,前沿消隐电路会将电流限流比较器抑制片刻 ( $t_{\text{LEB}}$ )。通过设置前沿消隐时间,可以防止由电容及次级整流管反向恢复时间产生的电流尖峰引起开关脉冲的提前误关断。

#### 6) 自动重启动

一旦出现故障,例如在输出过载、输出短路或开环情况下,TinySwitch-III 进入自动重启动操作。每当 EN/UV 引脚电压拉低时,一个由振荡器记时的内部计数器会重新置位。如果  $64\text{ ms}$  内 EN/UV 引脚未被拉低,功率 MOSFET 开关通常被禁止  $2.5\text{ s}$  (除欠压状态下,因 MOSFET 在欠压时已被关断)。自动重启动电路对功率 MOSFET 进行交替使能和关闭,直到故障排除为止。

在欠压状态下,功率 MOSFET 开关的禁止时间超过了通常的  $2.5\text{ s}$ ,直到欠压状态结束为止。自适应的开关周期导通时间延长是指在初级电流未达到电流限流点前继续保持此开关周期导通,而不是在最大占空比  $D_{\text{max}}$  达到后提前结束此周期。这一特性降低了维持稳压所需的最小输入电压,延长了维持时间并降低了所需电解电容的尺寸。导通时间延长功能在电源通电开启时被禁止,直到电源输出电压达到稳定时。

#### 7) 输入欠压检测电路

连接在直流电压与 EN/UV 引脚间的外接电阻可用于检测直流输入电压。在通电或自动重启动时功率 MOSFET 开关禁止期间,流入 EN/UV 引脚的电流必须超过  $25\ \mu\text{A}$ ,以启动功率 MOSFET。在通电时,旁路/多功能引脚在欠压情况下会被维持在  $4.9\text{ V}$ 。一旦欠压情况消除,旁路/多功能引脚会从  $4.9\text{ V}$  上升到  $5.85\text{ V}$ 。如果在自动重启动时功率 MOSFET 开关禁止期间出现欠压情况,则自动重启动计数器会停止计数。这使禁止时间从正常的  $2.5\text{ s}$  延长到欠压消除为止。欠压电路还能同时检测到没有外部电阻连接到 EN/UV 引脚的状况 (低于  $1\ \mu\text{A}$  的电流流入此引脚),在此情况下则禁止欠压保护功能。

### 4. TinySwitch-III 设计要素

#### 1) 输出功率

TinySwitch-III 系列器件输出功率表 4-14 中列出的功率值,是在以下条件下获得的最小



实际持续输出功率:

① 85 V AC 输入时的最小直流输入电压为 100 V 或更高, 230 V AC 输入或 115 V AC 倍压输入时为 220 V, 输入电容值的大小应足够适用交流输入电压的要求。

② 效率为 75%。

③ 峰值及开放式应用的输出功率是选择增加限流点得以实现的, 对于适配器应用所列出的输出功率是采用标准的限流点得到的。

④ 将器件贴装在电路板上, 源极焊接在足够的铺铜区域上, 并且使用一个散热片将源极引脚温度控制在 110℃ 之下。开放式设计的环境温度为 50℃, 密闭式适配器应用的环境温度为 40℃。

⑤ 当  $K_p$  值小于 1 时 ( $K_p$  是初级电流脉动部分与峰值部分的比率), 为防止开关周期的提前误关断所导致的输出功率能力的降低,  $K_p$  值要满足  $\geq 0.25$ 。这样将避免在 MOSFET 开启时初始电流尖峰 ( $I_{\text{INIT}}$ ) 触发到器件限流点。

#### 2) 过压保护

TinySwitch-III 系列器件内部的锁存电路可以实现对输出电压的过压保护, 该电路由流入 BP/M 引脚的约为 5.5 mA 的阈值电流触发。BP/M 引脚电容除起到内部滤波的作用, 还作为外部滤波器, 以避免噪声信号引起保护电路的误触发。为使旁路电容达到有效的高频滤波, 应将电容尽量放置在距器件源极和 BP/M 引脚最近的地方。

为最好发挥 OVP 功能, 使用一个相对高的、范围在 15 ~ 30 V 的偏置绕组电压。这可以降低偏置绕组上由漏感引起的误差电压影响, 并保证空载时有足够电压供应给 BP/M 引脚, 以降低空载功耗。在设计中齐纳二极管的电压应比偏置绕组电压高出 6 V 左右 (偏置绕组电压为 22 V 时, 齐纳二极管的电压为 28 V), 但也可根据漏感值的变化进行调整。此外, 也可将一个电阻 (10 ~ 47  $\Omega$ ) 与偏置绕组二极管及 OVP 齐纳二极管串联接入, 作为额外的滤波, 同 OVP 齐纳二极管串联在一起的电阻同样可以控制流入 BP/M 引脚的最大电流。

#### 3) 降低空载功耗

TinySwitch-III 器件可通过 BP/M 引脚电容进行自供电, 因此无须在变压器上使用辅助或偏置绕组。265 V AC 输入、自供电下的典型空载功耗为 150 mW。增加偏置绕组后, 可由更低的偏置电压向 TinySwitch-III 器件供电, 并抑制了内部高压电流源供电, 从而将空载功耗降低到 50 mW。应选择合适的电阻值来实现数据手册内所注明的漏极供电电流。在实际设计时, 由于低负载时偏置电压随之降低, 最初选定一个电阻值使得供电电流为数据手册中规定的最大电流的 140%, 然后再增大电阻的数值以满足最低空载功耗的要求。

#### 4) 噪声

在 TinySwitch-III 系列器件中使用的周期跳频模式使变压器产生音频噪声, 为抑制噪声, 应将变压器的峰值磁芯磁通密度设计在低于 3 000 高斯之下。不应采用真空浸漆的变压器, 因为这种方法会导致很高的初级分布电容, 从而增大开关损耗。在钳位电路中使用 Z5U 介质的陶瓷电容同样会产生噪声, 在这种情况下, 可使用其他不同介质材料或结构的电容, 如薄膜型电容。

#### 5) TinySwitch-III 布局设计注意事项

TinySwitch-III 布局设计应注意以下事项:

① 在输入滤波电容与连接到源极引脚的铜箔区域使用单点接地。

② BP/M 引脚电容应放置在距离 BP/M 引脚和源极引脚最近的地方。

③ 由输入滤波电容、变压器初级及 TinySwitch-III 器件组成的初级环路面积应尽可能小。

④ 钳位电路用来限制 MOSFET 在关断时漏极引脚出现的峰值电压,在初级绕组上可使用一个 RCD 钳位电路或一个  $Z_{\text{ener}}$  (200 V AC) 及二极管钳位电路。为改善 EMI,从钳位元件到变压器再到 TinySwitch-III 系列器件的电路路径应保证最小。

采用 TinySwitch-III 系列器件设计开关电源,可在整个功率范围内,尤其是在待机及空载情况下实现效率的最优化。为实现这一性能, TinySwitch-III 器件的电流损耗已经降至最低。例如, EN/UV 引脚输入电压欠压检测电路被专门设计成可在极低的电流输入下 ( $1\mu\text{A}$  AC) 检测输入电压状况,从而将功率损耗降到最低。

当 PCB 的布局布线良好时,流入 EN/UV 引脚的寄生漏电流通常都低于  $1\mu\text{A}$  的阈值。然而,在空气潮湿并伴有 PCB 污染(如使用低成本的“免洗助焊剂”)进行焊接或存在其他污染)时,将会降低 PCB 表面的电阻率,使大于  $1\mu\text{A}$  的寄生漏电流流入 EN/UV 引脚(这些电流可从附近电压较高的焊盘流入 EN/UV 引脚,如 BP/M 引脚焊盘),从而阻止器件启动。如果设计中在高压母线及 EN/UV 引脚间放置了一个连接电阻以实现欠压锁定功能,则不受任何影响。在某些生产环境中,如果无法控制在完成焊接后 PCB 的污染程度,如开放式应用或生产环境的污染程度较高,并且设计未使用欠压锁定功能,可以在 EN/UV 引脚和源极引脚间放置一个  $390\text{k}\Omega$  电阻以确保流入 EN/UV 引脚的寄生漏电流低于  $1\mu\text{A}$ 。PCB 表面绝缘电阻 (SIR) 大于  $10\text{M}\Omega$  时,将不会出现此类问题。

#### 6) 散热设计要素

TinySwitch-III 系列器件源极的四个引脚都从内部连接到 IC 的引线部位,是器件散热的主要路径。因此所有的源极引脚都应连接到 TinySwitch-III 器件下的铺铜区域,不但作为单点接地,还可作为散热片使用。因它连接到源极节点,可以将这个区域扩大以使 TinySwitch-III 器件实现良好的散热。对于正向输出二极管亦如此,应将连接到阴极的 PCB 区域最大化。

应将 Y 电容直接放置在初级输入滤波电容正极和变压器次级的共地/返回极接脚之间。这样放置会使高幅值的共模浪涌电流远离 TinySwitch-III 器件。如果在输入端使用了  $\pi$  型 (C/L/C) EMI 滤波器,那么滤波器内的电感应放置在两输入滤波器电容的负极之间。

将光耦合器置于靠近 TinySwitch-III 器件的地方,以缩短初级侧铺铜走线的长度。使高电流、高电压的漏极及钳位电路的铺铜走线远离光耦合器以避免噪声信号的干扰。要达到最佳的性能,连接次级绕组、输出二极管及输出滤波电容的环路区域面积应最小。此外,与二极管的阴极和阳极连接的铜箔区域应足够大,以便用来散热。最好在阴极留有更大的铜箔区域,阳极铺铜区域过大会增加高频辐射 EMI。

### 5. 无源 PFC LED 驱动器

#### (1) 设计特点。

图 4-63 所示电路具有非常高的效率 ( $\geq 82\%$ ); 元件数量少 (只需 40 个元件); 不需要共模电感就能满足 EN55022B 对传导 EMI 要求; 填谷电路使电源满足 IEC61000-3-2THD 限制; ON/OFF 抑制由填谷 (THD 校正) 电路引起的较高工频纹波电压。

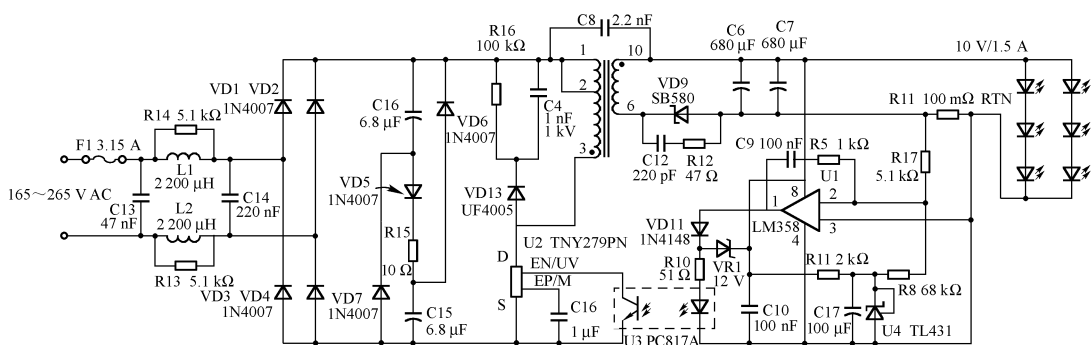


图 4-63 无源 PFC LED 驱动电路

## (2) 工作方式。

图 4-63 所示反激式变换器使用了 TinySwitch-III 系列器件 (U2, TNY279PN) 给 6 个高亮度 LED (LXHL 系列) 提供高达 1.8 A 的负载电流。输出电压比 LED 串的正向电压降稍低。因此当 LED 串连接到电源时, 电源工作在恒流 (CC) 模式。如果 LED 串没接到电源, 稳压管 VR1 提供电压反馈, 将输出电压调整在 13.5 V DC 左右。一个 100 mW 的电阻 (R11) 检测输出电流, 通过一个运放 (U1) 驱动光耦合器给 U2 提供反馈。TinySwitch-III 系列器件通过关断或跳过 MOSFET 开关周期进行稳压。当负载电流达到电流设置阈值时, U1 驱动 U3 导通。U3 内的光三极管从 U2 的 EN/UV 脚拉出电流, 使 U2 跳过周期。一旦输出电流降到电流设置阈值以下, U1 停止驱动 U3, U3 停止从 U2 的 EN/UV 脚拉出电流, 开关周期重新使能。TL431 (U4) 给 U1 提供一个参考电压, 以和 R11 两端的电压降做比较。

输出整流管 (VD9) 位于变压器 (T1) 次级绕组的下引脚以降低 EMI 噪声的产生。RCD 钳位电路 (R16、C4 和 VD13) 保护 MOSFET 漏极免受反激电压尖峰的伤害。填谷电路 (VD5、VD6、VD7、C15、C16 和 R15) 限制工频电流的 3 次和 5 次谐波值, 使电源满足 IEC61000-3-2 规定的总谐波失真 (THD) 要求。U2 的频率抖动功能、T1 内的屏蔽绕组和横跨 T1 的 Y 电容 (C8) 一起减小传导 EMI 的产生, 因此一个简单的  $\pi$  型滤波 (C13、L1、L2 和 C14) 就能使电源满足 EN55022B 的限制。图 4-63 所示电路中变压器参数见表 4-15。

表 4-15 变压器参数

磁芯材料	PC40EF25-Z	初级电感量	1.6 (1 ± 10%) mH
骨架	EF25	绕组顺序 (引脚编号)	初级 (2-4); 次级 (6-10)
绕组	初级, 92T, 0.3 mm; 次级, 14T, 2 × 0.4 mm TIW		

注: AWG, 美国绕线规格; TIW, 三层绝缘线; NC, 无连接。

# 第5章 LED 照明灯具及设计



## 5.1 LED 照明灯具及结构

### 5.1.1 LED 照明灯具

#### 1. LED 固态照明要求

对于 LED 在照明中的应用,需要从系统的角度来分析其要求。总的来看,LED 固态照明系统涉及以下要求。

- ① LED 光源。光源紧凑高效,提供宽广范围的色彩和输出功率。
- ② 电源转换。将交流市电电源、太阳能电池的电源高效地转换至安全的低压直流电源。
- ③ 控制和驱动。采用电子电路对 LED 进行恒流控制。
- ④ 热管理。为了实现更长的工作寿命,温度控制非常重要,需要分析散热。
- ⑤ 光学器件。将光聚焦至需要它的地方,要求使用透镜或导光材料。

在开发高效率的 LED 照明解决方案时,这几方面的要求都非常重要。对于 LED 驱动而言,它面临的主要挑战在于 LED 的非线性。这主要体现在 LED 的正向电压会随着电流和温度而变化,不同 LED 器件的正向电压会有差异,LED 的显色性会随着电流和温度而漂移,而且 LED 必须在规范要求的范围内工作,从而实现可靠工作。LED 驱动器的主要作用是在工作条件范围内限制电流,而无论输入条件和正向电压如何变化。

#### 2. LED 灯具

所谓 LED 灯具,顾名思义,是指灯具产品采用 LED 作为主要的发光源。LED 灯具的体积小、重量轻,可承受高强度机械冲击和震动,不易破碎,且亮度衰减周期长,所以其使用寿命可长达 50 000 ~ 100 000 h。

LED 灯具与传统的照明灯具不同,它有点光源、大功率、窄光束输出等特点,因此对 LED 灯具的设计提出了更高的要求。LED 灯具设计是一个系统工程,要设计出高性能的 LED 灯具,首先要清楚地认识照明的标准及要求 and 常规照明灯具的配光原理,充分发挥 LED 点光源、光束角可控性的优点及冷光源长寿命的优势。

在 LED 灯具的设计过程中,LED 光源的选用很关键,因其直接影响 LED 灯具的性能和成本及工作寿命,目前一些厂家使用集成封装 10 W 以上单只 LED 模组,组合制作 LED 灯具,存在光学配光难、易产生眩光、整体散热困难等缺陷。也有用 3 ~ 5 W 的 LED 模组的,



其每瓦的光效低,且存在整体散热问题,与单只 1 W 的 LED 相比同等光通量下的价格优势也不明显。综合考虑,选用大功率 1 W 的 LED 比较合理。从目前大功率 LED 的技术水平来看,1 W 光效比较高,用于照明节能优势明显。

LED 光源在结构和光学特性上有自身的特点,因此,LED 灯具应该按照这些特点设计,现在有些厂家采用传统灯具外壳换一个 LED 模组,用过渡传导方式散热是很难设计出高性能 LED 灯具的。原因是灯体外部造型要结合 LED 的散热,散热靠的是面积,而现有常规照明灯具的表面积远远满足不了“焦耳热定律”所要求的良好自然空气对流环境。LED 产品的工作温度基本要控制在  $65^{\circ}\text{C}$  以下(国际标准为  $80^{\circ}\text{C}$ ,当 LED 的工作温度达到  $85^{\circ}\text{C}$  时,光通量将下降一半,波长变长,即红移,超过  $90^{\circ}\text{C}$  即有烧毁的危险)。LED 灯具的科学合理的光学配光、灯体的密封等是十分重要的。同时,所设计的灯体结构还要有利于大批量的工业生产。

如今,随着 LED 性能的快速提升,它在替代金卤灯方面显示出了更大潜力,要提供同等的光输出,使用的 LED 数量将更少,从而提高了 LED 的经济适用性。以 100 W 金卤灯为例,其平均光输出为 3 500 lm,这一功率等级所需要采用的 LED 数量在 2007 年是 30 个,到 2012 年减少到 10 个,所以 LED 具有越来越大的经济适用优势。

为了适应 LED 性能快速提升的趋势,并维持设计在较长时期内的适用性,必须采用一些实用的设计策略,如模组化替代、使用寿命周期分析和降低成本等。首先,在模组化途径替代金卤灯光源方面,可使每个 LED 光条采用固定数量的 LED。随着 LED 在光输出等方面性能的持续提升,要提供相同的总光能输出,可以使用更少的 LED 光条,从而降低需要使用 LED 的成本,如图 5-1 所示。其次,在设计过程中,要有效地利用 LED 使用寿命周期分析,从而提前预知可能的后果。例如,在采用目前市场上性能最高的 LED 进行原型设计方面,虽然相关的成本较为高昂,但随着 LED 性能的提升及价格的下降,这种方式能够缔造出在未来较长时期内具有更高竞争力和更长使用寿命的产品。此外,随着 LED 性能的提升及由此带来的单个设计用量减少,在 LED 驱动器设计方面也需要更好地规划相关的灵活性,做到相应成本的降低。

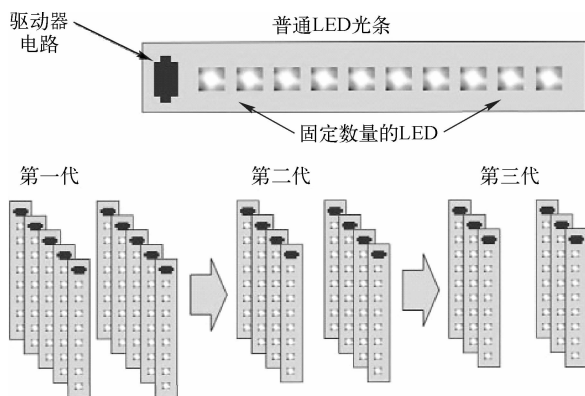


图 5-1 LED 通过模组化途径替代金卤灯

由于室外 LED 灯具产品要求达到 IP65 等级(防水、防尘),使灯具内部无法与外部环境进行气体交换。当 LED 灯具长时间工作而导致灯具内部温度升高使压力增大后,与外部



空气产生压力差,增加灯具内壁压力,会加速灯具老化。采用特制的呼吸系统能完全解决灯具内外压力不平衡问题,可进一步提高灯具的稳定性,呼吸系统示意图如图 5-2 (a) 所示。采用特制的呼吸系统能过滤水分子和灰尘进入灯具,实现空气在灯具内部和外部环境自由流动。使用石墨材料取代传统的铝基板散热,该材料导热系数是铝板的两倍,不同于铜、铝等金属球体导热方式,采用水平导热方式,可有效保证产品的均热性。采用呼吸系统及石墨材料基板的灯具示意图如图 5-2 (b) 所示。

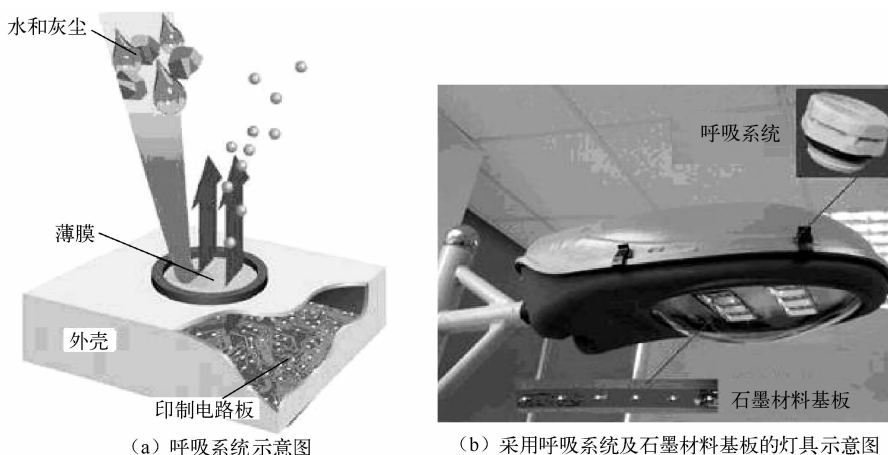


图 5-2 LED 灯具呼吸系统

### 3. LED 照明灯具的主要技术

#### 1) 灯具系统的热管理

一般常称 LED 为冷光源,这是因为 LED 的发光原理是电子经过复合直接发出光子,而不需要热的过程。但由于焦耳热的存在,LED 在发光的同时也有热量伴随,而且对于大功率和多个 LED 应用的场合,热量会累积。LED 不同于白炽灯、荧光灯等传统照明光源,过高的温度会缩短其使用寿命。因 LED 是温度敏感器件,当温度上升时,其效率急剧下降,所以系统结构设计及散热技术开发也是 LED 应用需面对的课题。由于强制空气冷却通常在光源中是不可取的,所以随着输入电功率的提高,散热片和其他增强自然对流冷却的方法可在 LED 灯具设计中发挥日益重要的作用。

散热是 LED 路灯需要重点解决的问题之一,由于 LED 路灯亮度要求高、发热量大,并且在户外比较苛刻的环境中使用,如果散热不好会直接导致 LED 快速老化,稳定性降低,除了需要大功率 LED 本身的散热好之外,因路灯具有户外夜间使用的特点,散热面位于侧上面有利于空气自然对流散热。

#### 2) 提高显色性

目前白光 LED 普遍使用蓝光 LED 叠加由蓝光激发的发黄光的钇铝石榴石 (YAG) 荧光粉,合成为白光。由于其发光光谱中仅含蓝、黄这两个波谱,所以存在色温偏高、显色指数偏低的问题,不符合普通照明要求。人眼对色差的敏感性大大高于对光强弱的敏感性,对照明而言,光源的显色性往往比发光效率更重要。所以加入适量发红光的荧光粉并能保持较高的发光效率是 LED 白光照明中的一个重要课题。





### 3) 灯具系统的二次光学设计

传统灯具长期以白炽灯、荧光灯光源为参照物来决定灯具的光学和形状标准,因此 LED 灯具设计应摒弃传统灯具、加上 LED 发光模组的组装方式,充分考虑其光学特性,为 LED 光源专门设计不同的灯具。LED 光源具有半空间发光的特点,LED 光源在灯具内使用,光源光通量的损失比高压钠灯或金属卤化物灯少。就目前来讲,LED 光源的光效达不到高压钠灯或金属卤化物灯的水平,即相同功率的光源,光通量没有高强度气体放电灯高。但是,由于 LED 光源半空间发光的特点,使得 LED 灯具的光通量输出可以接近于高强度气体放电灯的水平。当路灯将光线照射到路面上时,光线的投射方向只存在半个空间。而高强度气体放电灯的发光空间占据了整个空间,如果没有灯具,光源的上半空间光线全部浪费。使用灯具反射器可以将上半空间的光线反射到下半空间内,但反射器对光线的吸收作用,以及光线反射时受到光源自身的遮挡转换成热能,或反射器对光线二次反射的再吸收,损失了光源的一部分光。光学系统设计内容主要包括如下几个方面。

① 根据照明对象、光通量的需求,决定光学系统的形状、LED 的数目和功率的大小。

② 将若干个 LED 组合设计成点光源、环形光源或面光源(二次光源),根据组合成的二次光源,计算照明光学系统。

③ 构成照明光学系统设计的“二次光源”上每只 LED 的配光分布控制十分重要。

在二次光学设计方面,LED 的辐射形式有朗伯型、侧射型、蝙蝠翼型和聚光型几种。在道路照明领域,根据设计经验朗伯型和蝙蝠翼型比较适用,通过二次光学设计,使得 LED 的光照范围、光度曲线符合道路照明的需求。

由于 LED 发出的光束集中,更易于控制,且不需要反射器聚光,因此有利于减少灯具的深度。例如,利用平面镜光学系统,只用 1 ~ 2 只 LED 就可以照亮很大的表面,而灯具深度很薄;利用光导技术,将 LED 直接装于光导管旁,可大大减少光源及其他组件占用的体积,制成超薄的灯具。

### 4) 电源、电路与灯具的集成

采用 LED 光源设计灯具,需要注意白炽灯和荧光灯灯具设计很少关注的一个问题——驱动电源。大多数白炽灯直接由交流电供电,因此不需要驱动电源;荧光灯使用镇流器来完成驱动电源的功能。但 LED 需要专门的驱动电源与其配套,在设计灯具时应考虑电源与灯具系统的集成。

LED 路灯的电源系统也与传统光源的不同,LED 对驱动电源的要求是能保证恒流输出特性,因为 LED 正向工作时结电压相对变化区域很小,所以保证了 LED 驱动电流的恒定也就基本保证了 LED 输出功率的恒定,可保证光输出恒定并且防止 LED 的超功率运行。

要想使 LED 驱动器呈现恒流特性,从驱动器的输出端向内看,其输出内阻抗一定是高的。工作时,负载电流也同样通过这一输出内阻抗,如果驱动器由降压、整流滤波后加直流恒流源电路或通用的开关电源加电阻电路组成,在其上必定消耗很大的有功功率,所以此类驱动器在基本满足恒流输出的前提下效率是不可能高的。正确的设计方案是采用有源电子开关电路或采用高频电流来驱动 LED,上述两种方案可以使驱动器在保持良好的恒流输出特性的前提下,仍具有很高的转换效率。

### 5) 提高可靠性

LED 光源作为固体发光器件,其理论寿命在 100 000 h 以上,其使用寿命远比传统光源



要长,因此在一些不易更换维护的场合使用,其维护成本可大大降低。但是目前许多实际应用中却无法看到这项优点,使用者看到的反而是光衰严重且寿命短,根本用不到一万小时就坏了,这是因为所使用的 LED 是电子工业界最常使用的指示功能的  $\phi 3 \sim \phi 5 \text{ mm}$  LED,利用简单的电子电路加大电流来增加其发光强度,使 LED 只获得了短暂的高亮度,却失去了 LED 应有的寿命。因此在半导体照明灯具设计上要慎选 LED,应使用大功率 LED 作为照明设备的光源。

#### 6) 提高光通量、降低价格

目前单个 1 W 的 LED 器件,光通量约为 25 lm,质量好的售价超过 5 美元,差一些的也要 3 美元。而 25 lm 的光通量对于普通照明而言太小了,一只普通的 60 W 白炽灯的光通量大于 700 lm,也就是说,要代替传统照明需要多个 LED 器件,还要加上驱动电路、灯壳、灯头等,如此高的成本是白光 LED 推广到普通照明应用中的最大问题。特别是效率,目前 LED 的效率是  $25 \sim 45 \text{ lm/W}$ ,还有待于进一步提高。

#### 7) 灯具效率

灯具效率是反映光源光线损失程度的参数。从小功率高压钠灯 ( $70 \sim 150 \text{ W}$ ) 的光度性能状况来看,灯具效率一般处于  $65\% \sim 75\%$  的水平。以 100 W 高压钠灯为例,光源的光通量达到 8 000 lm,路灯的光通量输出有  $5\,200 \sim 6\,000 \text{ lm}$ 。LED 光源在这方面是具有优势的,LED 的发光只存在于半个空间,在不用灯具的情况下,也能将光线 100% 投射到路面。对灯具需要设计的是在较小的角度范围内改变光线的投射方向,在这个过程中,光的损失是微小的。目前,LED 路灯的光效达到了  $40 \sim 50 \text{ lm/W}$ ,以 100 W 的 LED 路灯为例,灯具光通量输出可以达到  $4\,000 \sim 5\,000 \text{ lm}$ 。

LED 作为路灯主要有以下优点:发光效率高,灯具反射损失低,节省能源 70%;配合数字控制亮度功能,更省电;不需要高压,安全性高;配合软件可由远程自动遥控亮度;可在事故、多雾、雨天等特殊情况下提供超高亮度及显色性高的照明光源;安装维护简便;模组安装、无多余配线;不会造成光污染或浪费;长寿命,意味着不需要经常进行更换,从而减少了交通中断的潜在性,降低了为此支付的维修费用。有人计算过,采用 LED 路灯除了单灯成本及最初安装的造价比高压钠灯高外,在铺设成本、耗电成本及寿命方面均大大优于高压钠灯。

### 4. 技术发展趋势

摒弃目前 LED 灯具只是在传统灯具加 LED 发光模组的设计方法,要充分考虑 LED 的光学特性,开发 LED 专用灯具。在电源方面要改变目前普遍使用的电容降压和阻抗分压的应用方式,以设计出合理的恒流源电路,在驱动电流方面采用时钟周期调制方式,提高 LED 灯具的稳定性,同时进一步提高电源的效率。在控制电路设计方面,要向集中控制、标准模组化、系统可扩展性三方面发展。

在目前 LED 光效和光通量有限的情况下,充分发挥 LED 色彩多样性的特点,开发变色 LED 灯饰的控制电路。发挥 LED 的优势,开发 LED 照明与光伏系统结合的灯具系统。开发适合室内照明的集成平板光源系统,发展趋势是 LED 照明灯具与建筑融为一体。开发 LED 灯具模拟仿真系统,以加快产品开发速度。开发太阳能与高亮度 LED 集成技术,解决太阳能电池系统与 LED 照明系统的匹配和控制技术。



## 5. 产品开发方向

在景观、机动车、显示屏、液晶屏背光源等方面的高速发展,是充分利用了 LED 的优势。LED 的自身光效已明显超过紧凑型荧光灯。又因为 LED 出射光的方向性,所以几乎可不利用反射器就能实现良好的配光,即灯具效率可以达到 90% 左右,这是 LED 照明的优势。

LED 作为一种新颖的固体光源,具有生产过程及产品几乎无污染,不怕震动,可实现 0 ~ 100% 的连续调光,可在特低电压下工作,可连续工作于开关、闪断的工作状态,以及其输出光具有定向性等诸多独特优势,近年来在其光效和光色上的明显进步已使它能进入商业化应用,但是在设计使用时一定要充分关注 LED 的特点,扬长避短,才能取得预期的良好效果。

目前在 LED 的应用中,应充分发挥其具有定向光输出的功能,利用单个 LED 的特定光束输出角度和不同的光强输出及安装方向的合理设计与灯具反射器的作用,实现三次配光,最大限度地利用 LED 的直射光和定向性来保持 LED 发射光的充分利用,保持照明的均匀性,以此防止局部区域的过度照明,弥补自身发光效率的不足,使系统效率得到可观的提高。但 LED 就目前的效率水平及输出光强水平,作为商业应用还有不少差距。

另外,采用 LED 作为光源的室外灯具,在设计时应在满足 IP 防护的前提下,保证散热的可靠和持续有效,LED 驱动电路应具有高效率且完善的 EMI 防护特性。具备这些特点的 LED 灯具不仅照明功率密度 (LPD) 指标好,而且具有输出光无频闪的优点,这对于运动物体的照明是十分有益的。

## 6. LED 在照明应用中存在的主要问题

将 LED 器件应用到路灯上,技术上的特殊要求主要是应结合 LED 光强和发光角度来设计,另外,由于多只 LED 组合,出光设计方面要兼顾照射面,灯具方面需要重点考虑散热的有效性。

① 光通量有待进一步提高。LED 的光效与高强度气体放电灯 (HID) 相比仍有较大差距,采用 LED 作为照明光源,必须可以发出更多的光,必须具有更高的能量转换效率,目前世界各国均加紧了对提高 LED 发光效率方面的研究。

输出功率及光通量的提高还需要从大功率白光 LED 的外延技术、芯片工艺等基础层次进一步提升。LED 光源有两种做法,一种是使用传统小功率 LED 进行组合,一般多达上百只,电源设计复杂;另一种是使用大功率 LED 作光源,价格比较贵。两种方法都不可避免地要将散热设计和工作可靠性作为主要设计因素考虑。国内多应用于政府示范性工程,真正市场化运作的工程很少,国外这方面的应用实例较多,但其最大的缺点依然是可靠性、出光流明数和价格,很多工程 LED 路灯选用的 LED 品质低劣或驱动电源特性等问题,导致不能很好地表现出寿命长的优点。

② LED 发出的光与自然光相比仍有一定的差距。自然光具有非常强的黄色光谱成分,给人一种温暖的感觉;而白光 LED 发出的白光带有较多的蓝光成分,在这种光的照明下,人们的视觉不是很自然。

③ 价格较高是影响 LED 照明灯具普及的主要原因,但是近年来随着晶片生产技术的改



良及各种专利技术的解禁,制造成本正在急剧下降,LED 照明灯具正朝着高效率、低成本的方向发展,这为 LED 在照明领域的广泛应用提供了有利条件。

④ 电光源技术与微电子技术的结合程度不够,控制方式较为单调,控制手段比较原始。LED 生产企业应重视微电子技术光源控制领域的应用,可以借鉴 LED 户外大型显示屏的做法,按占空比方式实现对若干个红、绿、蓝 LED 发光单元的发光灰度进行控制,采用嵌入式微控制器,实现独立的数字化控制,使其产生全彩动态变化的显示效果。

⑤ 产品的一致性、可靠性有待提高。由于照明灯具需由多个 LED 单体组成,其参数离散性是一个重要的技术问题。除了通过预选、分类,尽量保证一致性以外,还必须设计合理的灯具结构(包括 LED 单体的排列和位置布局)和研究合适的驱动电路,防止偶然产生的能量集中而烧毁部分 LED。此外,由于多个 LED 单体组成一只照明灯具时免不了对 LED 进行并联、串联,而在使用过程中只要有一个 LED 短路或开路(主要是开路),都将导致整小片或整条 LED 工作点的变化,造成寿命缩短或熄灭,影响照明效果。为此必须研究简单、廉价、有效的保护电路,将这种不良影响降低到最低限度。

## 7. LED 产品研发亟待解决的问题

LED 是 21 世纪最具发展前景的高技术照明光源,作为新型高效固体光源,具有寿命长、节能、环保等显著优点,将是人类照明史上继白炽灯、荧光灯、高压气体放电灯之后的又一次飞跃。在半导体照明产品的外延生产、芯片制造、器件封装、集成应用等几个环节已初步形成比较完整的产业链,但在白光照明实现 LED 功能化照明方面存在着许多制约因素。因此,在目前的情况下,对 LED 照明产品的开发与设计寄予了以下希望。

① 满足人们对照明的个性化需求。LED 的模组化为照明设计带来了便利,通过在设计中充分合理地布局,可使 LED 处于良好的工作状态。LED 产品在满足个性化照明方面使传统光源相形见绌,LED 产品外形的多样化将达到前所未有的程度。因此,LED 产品个性化的研发与设计是所有 LED 灯具厂商必须面临的最大挑战。

② 环保与节能及 LED 的合理利用。绿色照明的概念是全球追随的生态设计目标,如果能将 LED 与太阳能电池组合,将会扩大 LED 的应用范围与场所。

③ 大功率、高光效、高显色性的白光 LED 照明产品研发。LED 在照明领域的使用目前还受到技术水平和价格的限制,当前我国 LED 在照明领域应用的困难是白光 LED 的光效不高、功率不大、价格高。但是白光 LED 的发展前景受到普遍看好,大功率 LED 芯片的研发及大功率 LED 集成封装技术的研究,包括驱动器及特种灯具的开发,无疑是 LED 最终走入照明领域的关键。一旦光效和价格问题得到解决,LED 将是未来照明的主体。

综合以上对 LED 路灯在市场前景及技术问题方面的分析可以看出,影响其应用的因素有以下几个。

① LED 路灯造价较高,不利于推广普及。当前同等照度设计的 LED 光源价格大约相当于传统光源的 4 倍(不过在路灯产品中光源部分占的成本并不高,所以在工程安装中的成本提高比例也不会太高,应用的空间还是比较大的),虽然目前初步解决了 LED 路灯的散热问题,但是过高的价格和过重的灯头仍然会阻碍 LED 路灯的普及。

② 照明角度偏小、不均匀,颜色显色指数偏低,光学、散热设计复杂。技术上的不足是:当前技术下的光通量还不够,光效太低,品质难以保证。LED 路灯模组化的可靠性仍



需加强, 由于驱动器等原因也会造成 LED 路灯的失效。

③ 无论单点还是多点光源的 LED 路灯都存在着散热难的问题。一盏采用 250 W 高压钠灯的路灯, 由于技术较成熟, 散热控制得好, 即使工作 5 000 h 光衰仍然较小, 发光效率还可以达到 70% 以上; 以目前的技术, 相同条件下的大功率 LED 路灯, 由于散热问题不易解决, 光衰较大, 发光效率会下降到 30%。如果想用加大电流的方法提高光效, 很容易造成 LED 芯片的早衰现象。

④ LED 路灯射程短, 因此 LED 路灯还需要进一步加强在较高高度下应用的研究工作。

⑤ 光源维护不方便, 市场上没有标准产品配购, 需要送至原生产厂家维修, 且需整套更换。

⑥ 建设部新制定的路灯设计标准“城市道路照明设计标准”(CJJ45—2006)于 2007 年 7 月 1 日开始执行, 其中未提到使用 LED 路灯的问题。在此, 相关部门要组织有关人员认真讨论, 采用 LED 路灯是否可符合上述设计标准或需要提出哪些补充修改意见作为正式的标准规范要求。

⑦ 没有统一的 LED 光源标准, 当前的设计和制造标准比较混乱, 损坏比例高, 影响了 LED 的寿命优势。

⑧ LED 路灯目前的主要问题是无标准规范, 无法全面推广。其中, LED 用于路灯的几个主要参数如色温、显色性(显色指数)和眩光等尚未确定。

⑨ 目前未制定采用 LED 路灯的道路路面测试方法标准, 未制定 LED 路灯的灯具(含 LED 灯)标准, 未提出 LED 路灯的主要参数如色温、显色指数、眩光、发光强度(或照度)、角度及热阻和可靠性等指标要求, 未制定 LED 路灯的灯具测试方法标准。

### 5.1.2 LED 照明灯具结构

LED 照明灯具是 LED 灯具的统称, 随着 LED 技术的进一步成熟, LED 将会在照明灯具设计开发领域取得更多更好的发展。21 世纪的照明灯具设计将会是以 LED 灯具设计为主流, 同时充分体现节能化、健康化、艺术化和人性化的照明发展趋势, 成为灯光文化的主导。在新的世纪里, LED 照明灯具必将成为灯具开发设计的一次伟大变革。

一盏优质的 LED 室外照明灯是高科技的结晶, 从材料、垒晶、芯片、封装、电子线路设计、外壳散热器设计、机械加工到总体组装, 它是物理、化学、光学、结构学、电学、电子学、环境气候学、热传导学、新材料学、机械加工学、金属无机物气体沉淀学、美学、人体视觉学等众多学科的综合, 同时也是多个学科结合的结果, 它凝聚了最新的科学成果, 它不但节能、环保、长寿命, 光照柔和使人的眼睛舒适, 同时还是美的享受。它应是模组化设计, 方便组装、拆卸及维护。所以 LED 灯具的任一部分都经过精心设计、加工装配, 任一环节的缺失和配合不到位都制造不出好的 LED 灯具。

LED 作为一种新的节能环保固体点光源, 由于色彩的多样化, 给设计人员提供了更大的想象空间 and 创新能力, 更方便设计具有个性化的产品, 丰富和美化人们的生活。在设计中将 LED 光源的特性发挥得淋漓尽致, 让 LED 更加贴近我们的生活, 以 LED 灯的节能、环保、长寿命作为前提, 为减少更多的二氧化碳排放, 保护我们赖以生存的地球做出最大的努力。

LED 照明灯具的主要组成部分是 LED 芯片、驱动电路板、外壳, 这三部分构成了 LED



照明灯具的主体,也基本决定了LED照明灯具的品质和性能。

### 1. LED 芯片

LED芯片根据功率可分为小功率芯片、中功率芯片和大功率芯片,至于芯片的具体尺寸大小是根据不同芯片生产厂家的实际生产水平而定的,没有具体要求。只要工艺过关,芯片小可提高单位产出并降低成本,光电性能并不会发生根本变化,芯片的单位电流密度基本差不多。如果10mil芯片的使用电流是20mA,40mil芯片理论上使用电流可以提高16倍即320mA。但考虑到大电流下的散热问题,所以大芯片的发光效率比小芯片低,另一方面由于面积增大,芯片的体电阻会降低,所以正向导通电压会有所降低。

LED光源的发光亮度是由LED裸芯亮度和封装外形决定的,工作寿命是由LED芯片的工作环境和品质决定的。不同尺寸的芯片发光亮度可以一样,但其工作寿命完全不一样,因为单位面积芯片的电流密度越大其工作寿命越短,这也是同样亮度的LED价格不一样的原因。

大功率LED的额定工作电流分为350mA、500mA、700mA、1000mA、1500mA几个等级。在采用同样技术的条件下,单只LED的功率越大,光效越低,但可减少灯具内LED的数量,有利于节省投资;单只LED的功率越小,光效越大,但每个灯具内需要LED的数量增加,灯体尺寸增大,增加了光学透镜的技术难度,对配光曲线有不利影响。

大功率LED的主波长是决定LED颜色的主要参数,其选择正确与否会对照明效果产生影响。LED的半波长宽度与色纯度两个参数实际上表示LED的同一个光学性能。

大功率LED芯片允许的工作结温越高,产品性能越好,价格越贵。大功率LED的最大工作壳温是对封装技术提出要求的一个参数,最大工作壳温越低,对封装散热要求越高,表明封装散热技术越好。大功率LED的光源热阻参数直接反映了封装技术的水平,散热技术越好,热阻越低,光衰越小,灯的寿命越长。大功率LED的理论寿命为100000h,但现在国际上实际能达到的是50000h,即使用50000h后光衰不超过30%,光通量仍能保持初始值的70%。

照明用LED光源的 $V_F$ 电压都很低,一般 $V_F$ 为2.75~3.8V, $I_F$ 为15~1400mA,因此LED驱动IC的输出电压为 $V_F \times N$ 。LED灯具使用的LED光源有小功率( $I_F=15\sim20\text{mA}$ )和大功率( $I_F>200\text{mA}$ )两种,小功率LED多用来做LED日光灯、装饰灯、格栅灯;大功率LED用来做家庭照明灯、射灯、水底灯、洗墙灯、路灯、隧道灯、汽车工作灯等。大功率LED光源是低电压、大电流驱动的器件,其发光强度由流过LED的电流大小决定,电流过强会引起LED光的衰减,电流过弱会影响LED的发光强度,因此需要提供恒流电源驱动LED,以保证大功率LED使用的安全性,同时达到理想的发光强度。在LED照明领域,要体现出节能和长寿命的特点,选择好的LED驱动IC至关重要,没有好的驱动IC匹配,LED照明的优势无法体现。

就目前情况来看,市场上LED单芯片功率通常为1~5W,光输出仅几百流明。要使LED真正大规模应用于道路照明等公众场所,LED光源的光通量必须达到几千甚至上万流明,如此高的光输出量是无法通过单芯片来实现的。为满足高的光输出要求,目前国内外大多采用多LED芯片(通常为1W)的光源组合在一个灯具中来满足高亮度照明的要求,这种方式在一定程度上解决了单芯片光源亮度不足的问题。但是,这种工艺存在以下问题:



- ① 灯具制作过程烦琐, 生产效率低、可靠性不高;
- ② 灯具的设计受单管 LED 排列数量和排布方式的限制, 生产的灯具在外形美观和保证性能方面难以兼顾;
- ③ 灯具的二次配光设计复杂, 难以满足各类不同照明设计的要求, 而且会造成灯具光效降低;
- ④ 数百只单芯片 LED 布置在同一灯具中, 必须要求各单芯片的光电性能参数一致, 否则将大大降低灯具的光电性能和使用性能;
- ⑤ 在使用过程中容易出现因局部故障导致的盲点, 产生暗斑, 增加维护成本。

为解决上述技术难题, 提出了多芯片封装大功率 LED 照明应用技术课题。目前国内生产的 LED 灯具大都采用多个 1 W 的 LED 芯片通过串、并联进行组装, 这种方法制作的 LED 灯具热阻比采用先进封装技术的产品高, 不容易造出高品质的灯具。采用 30 W、50 W 甚至更大的模组进行组装, 可达到所需要的功率, 但 LED 模组的封装材料有用环氧树脂封装、有用硅胶封装的, 其中环氧树脂封装耐温较差, 时间久了易老化, 硅胶封装则耐温较好, 使用时应注意选择。

利用多芯片大型化、大电流化, 并采用高取光效率封装, 改善 LED 的发光效率, 可实现高亮度目标, 如图 5-3 所示。采用多芯片与散热器整体封装, 或采用铝基板多芯片封装再通过相变材料或散热硅脂与散热器相连接, 做出的产品热阻比用 LED 器件组装的产品热阻小, 更利于散热。

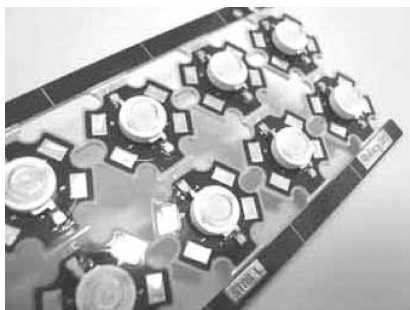


图 5-3 多 LED 芯片示意图

采用 LED 模组的灯具, 其模组基板一般为铜基板, 它与外散热器的连接要使用好的相变材料或好的散热硅脂, 保证铜基板上的热量能及时传到外散热器上去, 如果处理不好则易使热量堆积造成模组芯片温升太高, 影响 LED 芯片正常工作。多芯片封装适合制造普通的照明灯具, 模组封装适合空间有限的场合制造紧凑型 LED 灯具 (如汽车主照明的头灯等)。

LED 芯片热量的多少并不是影响 LED 的主要问题, 热量集中 (从而形成热点) 才是问题的关键。对一般标准的 LED 芯片而言, 1 W 芯片的热通量大约为  $100 \text{ W}/\text{cm}^2$ , 3 W 芯片的热通量则高达  $300 \text{ W}/\text{cm}^2$ , 而一般 CPU 的热通量才为  $60 \sim 130 \text{ W}/\text{cm}^2$ 。热量集中在尺寸很小的晶片内, 晶片温度升高, 引起热应力的分布不均匀、晶片发光效率和荧光粉发射效率下降。当温度超过一定值时, 器件失效率呈指数规律增加。当多个 LED 密集排列组成白光照明系统时, 散热问题就更严重了。

LED 芯片的散热途径主要是热传导和热对流。传统上, LED 灯具的散热结构包括基底、散热片及散热器。基底将晶粒的热能传导出来, 可以导热但不导电; 散热片将热扩散开来, 以免热堆积于 LED 光源处, 并且可以提升散热器的效率; 散热器将热有效地发散于空气中。基底材料极低的热导率容易导致器件热阻增加, 产生严重的自加热效应, 会对器件的性能和可靠性带来毁灭性的影响。

均热板能够实现超高热流密度传热, 可解决高功率 LED 的热点问题。均热板是一个内壁具有微结构的真空腔体, 当热由热源传导至蒸发区时, 腔体里的工质处于低真空度的环境



中,便开始产生液相气化现象,此时介质吸收热能并且体积迅速膨胀,气相的介质很快充满整个腔体。当气相介质接触到一个比较冷的区域时便会产生凝结现象,由凝结现象释放出在蒸发时积累的热,凝结后的液相介质会由微结构的毛细现象再回到蒸发热源处。此工作在腔体内周而复始进行,这就是均热板的工作方式。由于工质在蒸发时微结构可以产生毛细力,所以均热板的工作可不受重力的影响。

图 5-4 给出了采用均热板的 LED 器件的散热结构,它去掉了基底,减少了一大部分热阻。LED 器件可以紧密排列并直接绑定在均热板上,并以标准打线封装封装 LED 器件和相关电路,构成一个独立光源。

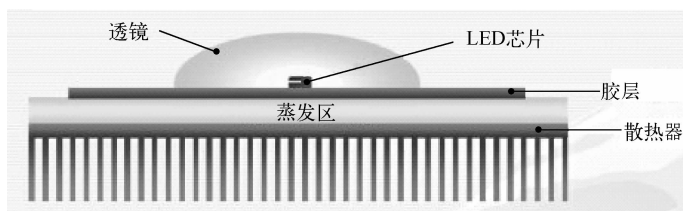


图 5-4 采用均热板的 LED 器件散热结构

这种将 LED 器件直接绑定在均热板上的方法有显而易见的好处。LED 器件的下方与均热板接触,可以通过均热板扩散点热源的热并有效地将热传递至后端,从而降低热点温度  $T_j$ ,提高 LED 的寿命。此外,这种方法还可集中摆放 LED 器件,使光源集中,有利于二次光学设计。而采用 SMD 封装的均热板还可以使用 SMD 自动化设备进行大批量生产。

LED 芯片高功率化的常用方式是:芯片大型化、改善发光效率、采用高取光效率的封装、大电流化。这类做法虽然可使电流、发光量成比例增加,但是发热量也会随之上升。而改用高热传导陶瓷或金属树脂封装结构,可以解决散热问题和强化原有的电、光及热特性。

针对高功率 LED 封装技术而言,由于散热问题造成了一定程度的困扰,在此背景下,具有高成本效益的金属基板技术就成了 LED 高效率化之后另一个备受关注的新技术。

过去由于 LED 输出功率较小,因此使用传统的 FR<sub>4</sub> 等玻璃环氧树脂封装基板并不会引起太大的散热问题,但用于照明的高功率 LED,虽然芯片面积相当小,整体耗电功率也不高,但是单位面积的发热量却很大。

一般来说,采用树脂基板的散热只能支持 0.5 W 以下的 LED,超过 0.5 W 的 LED 多改用金属或陶瓷高散热基板进行封装。其主要原因是,基板的散热性直接影响 LED 的寿命与性能,因此封装基板成为设计高亮度 LED 产品的开发重点。

随着 LED 技术的发展,LED 在照明领域的应用也越来越多,特别是白光 LED 的出现,推动了半导体固态照明技术的发展。但是 LED 芯片、封装技术还有待进一步提高,在芯片方面要朝大功率、高光效和低热阻方向发展。提高功率意味着芯片的工作电流加大,最直接的解决方法是加大芯片尺寸,现在普遍出现的大功率芯片都在  $1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$  左右,工作电流为 350 mA。由于工作电流的加大,散热问题成为突出问题,现在通过芯片倒装的方法基本解决了这一问题。随着 LED 技术的发展,LED 在照明领域的应用会面临一个前所未有的机





遇和挑战。

LED 芯片的封装形式很多,针对不同使用要求和不同的光电特性要求,有各种不同的封装形式,LED 灯具对大功率 LED 封装的要求具体体现为以下几点。

① 模组化。通过多个 LED (或模组) 的相互连接可实现良好的流明输出叠加,满足高亮度照明的要求。通过模组化技术,可以将多个点光源或 LED 模组按照随意形状进行组合,满足不同领域的照明要求。

② 系统效率最大化。为提高 LED 灯具的出光效率,除了需要合适的 LED 电源外,还必须采用高效的散热结构和工艺,以及优化内、外光学设计,提高整个系统效率。

③ 低成本。LED 灯具要走向市场,必须在成本上具备竞争优势 (主要指初期的安装成本),而封装在整个 LED 灯具生产成本中占了很大部分,因此采用新型封装结构和技术,提高光效成本比,是实现 LED 灯具商品化的关键。

④ 易于替换和维护。由于 LED 光源寿命长,维护成本低,因此对 LED 灯具的封装可靠性提出了较高的要求。要求 LED 灯具的设计易于改进,以适应未来效率更高的 LED 芯片封装要求,并且要求 LED 芯片的互换性要好,以便于灯具厂商自己选择采用何种芯片。

## 2. 驱动电路板

驱动电路板作为光源的载体直接影响 LED 灯具的寿命和故障率。LED 照明灯具的所有电子线路都在驱动电路板上,驱动电路板的材质和加工工艺直接影响产品的品质和寿命。驱动电路板的材质分为全玻纤、半玻纤、纸板三种。LED 照明灯具驱动电路板的标准材料应为全玻纤双面板,若采用半玻纤或纸板单面板,其后期焊接品质和防潮、抗老化能力及电性能都将大打折扣。

LED 是电流型驱动器件,以 350 mA 驱动的 1 W 白光 LED 通常具有 3.0 ~ 4.0 V 的正向电压 ( $V_F$ )。LED 是动态电阻非常小的 PN 结,给 LED 施加超过  $3V_F$  的电压会导致电流流量不受控制。如果将 LED 直接连接到离线交流电压,它会发出很亮的光然后很快失效。“驱动器”这个术语用来形容将离线电压转换为受控直流电流的功率调节电路。LED 光源具有长寿命,可以持续使用数万小时,因此与之匹配的驱动器也必须能够使用相同长的时间。这就要求在 LED 灯具设计中要充分考虑 LED 驱动器的各个设计环节,包括从系统结构到每个电路元件的选择。

### 1) LED 通用照明驱动电路拓扑结构

在采用 AC/DC 电源的 LED 照明应用中,电源转换结构中包括二极管、开关 (FET)、电感、电容及电阻等分立元件,用于执行各自的功能,而脉宽调制 (PWM) 稳压器用于控制电源转换。变压器隔离型 AC/DC 转换电源包含反激、正激及半桥等拓扑结构,其中反激拓扑结构是功率小于 30 W 的中低功率应用的标准选择,而半桥结构则最适合于提供更高的效率和功率密度。就隔离结构中的变压器而言,其尺寸的大小与开关频率有关,且多数隔离型 LED 驱动器基本上采用“电子”变压器。

在采用 DC/DC 电源的 LED 照明应用中,可以采用的 LED 驱动方式有电阻型、线性稳压器及开关稳压器等。在电阻型驱动方式中,调整与 LED 串联的电流检测电阻即可控制 LED 的正向电流,这种驱动方式易于设计、成本低,且没有电磁兼容 (EMC) 问题,劣势是依赖于电压、需要筛选 LED,且能效较低。线性稳压器同样易于设计且没有 EMC 问题,



还支持电流稳流及过流保护,且提供外部电流设定点,不足在于功率耗散问题,以及输入电压要始终高于正向电压,且能效不高。开关稳压器通过 PWM 控制不断控制开关(FET)的开和关,进而控制驱动 LED 的电流。

开关稳压器具有更高的效率,与电压无关,且能控制亮度,但其成本相对较高,复杂度也高,并且存在电磁干扰(EMI)问题。常见的 DC/DC 开关稳压器拓扑结构包括降压(Buck)、升压(Boost)、降压-升压(Buck-Boost)或单端初级电感变换器(SEPIC)等不同类型。其中,所有工作条件下最低输入电压都大于 LED 串最大电压时采用降压结构,如采用 24 V DC 驱动 6 只串联的 LED;与之相反,所有工作条件下最大输入电压都小于最低输出电压时采用升压结构,如采用 12 V DC 驱动 6 只串联的 LED;而输入电压与输出电压范围有交迭时可以采用降压-升压或 SEPIC 结构,如采用 12 V DC/12 V AC 驱动 4 只串联的 LED,但这种结构的成本及效率最不理想。

采用交流电源直接驱动 LED 的方式在近年来也获得了一定的发展,在这种结构中,LED 串以相反方向排列,工作在半周期,且 LED 在输入电压大于正向电压时才导通。这种结构具有避免 AC/DC 转换所带来的功率损耗功能。但是,在这种结构中人眼可能会察觉到 LED 的闪烁现象。此外,在这种设计中还需要加入 LED 保护措施,使其免受线路浪涌或瞬态的影响。

## 2) 功率因数校正

在美国能源部(DOE)“能源之星”(ENERGYSTAR)固态照明(SSL)规范中,规定任何功率等级皆须强制提供功率因数校正(PFC)。该标准适用于一系列特定产品,如嵌灯、橱柜灯及台灯,其中,住宅应用的 LED 驱动器功率因数须大于 0.7,而商业应用中则须大于 0.9;但是,该标准属于自愿性标准。欧盟的 IEC61000-3-2 谐波含量标准中则规定了功率大于 25 W 的照明应用的总谐波失真性能,其最大限制相当于总谐波失真(THD) < 35%,而功率因数(PF) > 0.94。虽然不是所有国家都绝对强制要求照明应用中改善功率因数,但某些应用可能有这方面的要求,如公共事业机构大力推动拥有高功率因数的产品在公共设施中的商业应用,此外,公共事业机构在选购通用照明灯具时,也可以根据自己的意愿来决定是否要求拥有高功率因数(通常大于 0.95)。

PFC 技术包括无源 PFC 及有源 PFC 两种。无源 PFC 方案的体积较大,需要增加额外的元件来更好地改变电流波形,能够达到约 0.8 或更高的功率因数。其中,在 5 ~ 40 W 的较低功率应用中,近乎标准的选择是反激式拓扑结构,只需采用无源元件及稍作电路改动,即可实现高于 0.7 的功率因数。

无源功率因数校正的方案众多,这些方案通常都使用较多的额外元件,其中的一种方案就是谷底填谷(valley-fill)整流器,其所采用的电解电容和二极管组合增大了线路频率导通角,从而改善了功率因数。实际上,这个过程利用高输入电压时以低电流给串联电容充电,然后在较低电压时以较大电流让电容放电给开关稳压器。典型应用使用 2 个电容和 3 个二极管,而要进一步增强功率因数性能,则使用 3 个电容和 6 个二极管,典型填谷电路如图 5-5 所示。

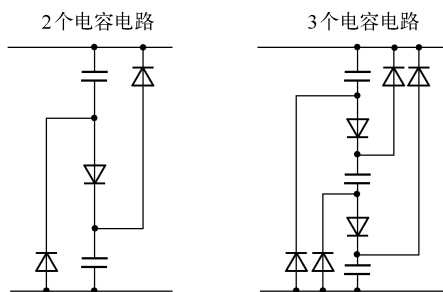


图 5-5 典型填谷电路

虽然填谷整流器提高了输入电流的利用率,但并未给开关稳压器提供恒定的输入。提供给负载的功率会有较大纹波,达到电源频率的2倍。且需要4个二极管来对电源整流,使这种方案所用的二极管数量达到7个或10个。这些二极管及多个电解电容增加了方案成本,降低了可靠性,并占用了可观的电路板面积。

有源 PFC 电路结构如图 5-6 所示,其通常作为一个专门的电源转换段增加到电路中来改变输入电流波形。有源 PFC 通常提供升压,在 AC 100 ~ 277 V 的宽输入范围下,PFC 的输出电压范围达 DC 450 ~ 480 V。如果恰当地设计 PFC 段,可以提供 91% ~ 95% 的高效率。但增加了有源 PFC,仍然需要专门的 DC/DC 转换来提供电流稳流。

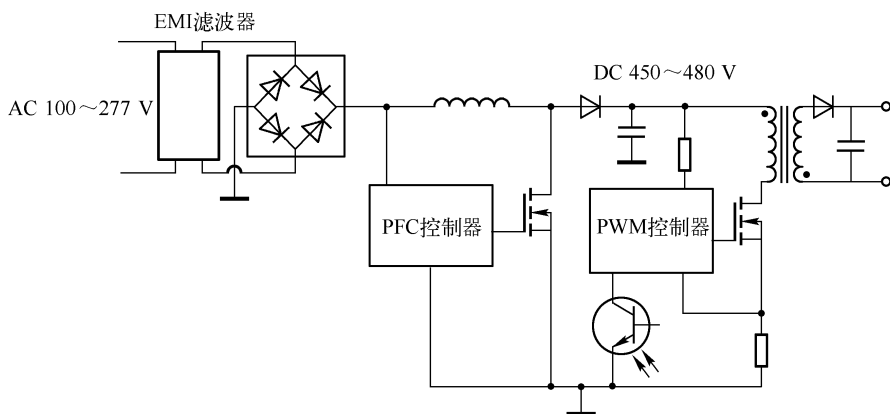


图 5-6 有源 PFC 电路结构

LED 照明应用的效率需要结合功率输出来考虑。美国“能源之星”固态照明规范规定了照明器具级的效率,但并不涉及单独 LED 驱动器的效率要求。如前所述,采用 AC/DC 电源的 LED 应用可以采用两段式分布拓扑结构,故可采用外部 AC/DC 适配器供电。而“能源之星”包含有关单输出外部电源的规范,其 2.0 版外部电源规范要求标准工作模式下最低效率达 87%,而低压工作模式下最低效率达 86%;在此规范中,功率大于 100 W 时才要求 PFC。

而在采用 AC/DC 电源的 LED 照明应用中,要提供更高的 AC/DC 转换效率,就涉及成本、尺寸、性能规范及效率等因素之间的折中问题。例如,若使用更高质量的元件、更低导通阻抗( $R_{DSon}$ )开关,就可以降低损耗及改善效率;降低开关频率一般会改善效率,但却会增加系统尺寸。诸如谐振这样新的拓扑结构提供了更高的效率,却也增加了设计及元件的复杂度。如果将设计限定在较窄的功率及电压范围,则可以帮助优化效率。

LED 驱动器本身也在不断创新,着重于进一步提高效率、增加功能及功率密度。美国“能源之星”的固态照明规范提出的是照明器具级的效率限制,涉及包括功率因数在内的特定产品要求。欧盟的 IEC61347-2-13 (5/2006) 标准针对采用直流或交流供电的 LED 模组的要求包括:

- ① 最大安全特低电压 (SELV), 工作输出电压  $\leq 25 V_{rms}$  (35.3 V DC)。
- ② 不同故障条件下安全地工作。
- ③ 故障时不冒烟或易燃。



此外, ANSIC82. xxx LED 驱动器规范仍在制定之中。而在安全性方面, 需要遵从 UL、CSA 等标准, 如 UL1310 (Class2)、UL60950、UL1012。

### 3) LED 照明驱动电路解决方案

在 LED 照明设计中, AC/DC 电源转换与恒流驱动这两部分电路可以采用不同配置:

① 整体式配置, 即两者融合在一起, 均位于照明灯具内, 这种配置的优势包括优化效率及简化安装等。

② 分布式配置, 即两者单独存在, 这种配置简化安全考虑, 并增加了灵活性。

LED 驱动器根据不同的应用要求, 可以采用恒定电压输出工作, 即输出为一定电流范围下钳位的电压; 也可以采用恒定电流输出工作, 输出的设计能严格限定电流; 还可能采用恒流恒压输出工作, 即提供恒定输出功率, 故作为负载的 LED 的正向电压确定其电流。总的来看, LED 驱动器设计需要考虑以下几方面的因素:

① 输出功率。涉及 LED 正向电压范围、电流及 LED 排列方式等。

② 电源。AC/DC 电源、DC/DC 电源、直接采用 AC 电源驱动。

③ 功能要求。调光要求、调光方式 (模拟、数字或多级)、照明控制。

④ 其他要求。效率、功率因数、尺寸、成本、故障处理 (保护特性)、要遵从的标准及可靠性等。更多考虑的因素有机械连接、安装、维修、替换、寿命周期等。

高功率因数通常需要输入电流为正弦波, 且要求输入电流及电压之间的相位差极小。设计中需要在开关段前获得极低的电容, 从而得到更贴近正弦波形的输入电流。这使整流电压跟随输入电压, 产生更理想的正弦输入电流。这样, 反激变换器的输入电压就以电源频率的 2 倍跟随整流正弦电压波形。如果输入电流保持在相同波形, 功率因数就高。提供给负载的能量是电压与电流的乘积, 是一个正弦平方 (sine-squared) 波形。由于这种正弦平方波形的能量传递, 导致负载电路上有频率 2 倍的纹波, 本质上类似于填谷电路中出现的纹波。

综上所述, 输入电流必须保持为接近正弦波形, 从而实现高功率因数。高功率因数的关键在于通过将反馈输入维持在与线路频率相关的恒定电平, 不允许控制环路针对输出纹波来校正。一种选择是大幅增加输出电容, 从而减小 2 倍电源频率的纹波量。

### 4) AC/DC 驱动 LED 照明解决方案

在 AC/DC 电源供电的 LED 照明应用中, 采用各种离线控制器及功率因数校正 (PFC) 控制器, 并配合隔离及非隔离要求提供不同的 LED 应用方案。在输入的交流电压与 LED 之间没有物理电气连接的隔离应用中, 常见的拓扑结构有反激 (flyback) 及双电感加单电容 (LLC) 半桥谐振。不同的拓扑结构适合于不同的功率范围或用于满足特别的设计要求。例如, 反激拓扑结构是小于 100 W 的中低功率应用的标准选择, 而 LLC 半桥拓扑结构是大功率和高效率的首选方案。

在 AC/DC 驱动 LED 照明应用中, 小功率的 LED 应用通常以恒流来驱动, 而恒压功能是在输出开路的情况下作为保护功能。大功率的 LED 照明应用需要在电路中增加功率因数校正 (PFC), 其中的 AC/DC 转换与 LED 驱动两部分电路采用分布式 (distributed) 配置, 如图 5-7 所示, 从而简化安全考虑, 并增加系统灵活性。从应用的具体功率范围来看, AC/DC 驱动 LED 照明的电源方案应用功率范围为 1 ~ 8 W、8 ~ 25 W、50 ~ 300 W。

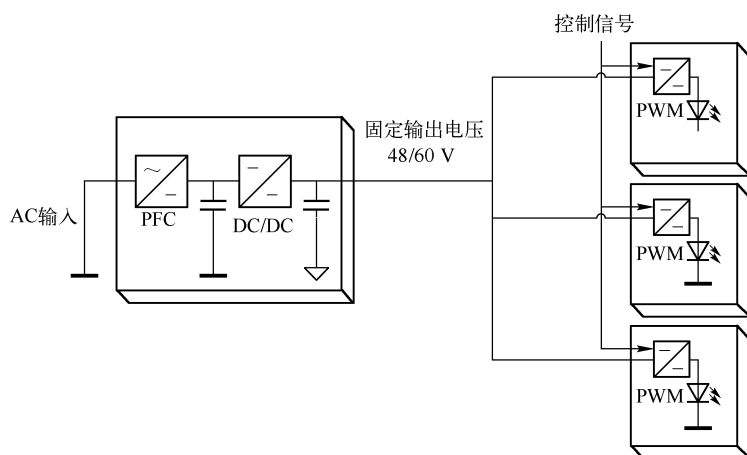


图 5-7 大功率 LED 驱动的分布式 (distributed) 配置结构

### (1) 1 ~ 8 W AC/DC 驱动 LED 照明应用。

这类应用要求的输入电压为 90 ~ 264 V AC，效率达 80%，同时要求提供短路保护、过压保护等保护功能，并提供 350 mA、700 mA 恒流，应用领域包括 G13、GU10、PAR16、PAR20 及嵌灯等。

在这类应用设计中，可以采用 NCP1015 自供电单片开关稳压器。该器件集成了固定频率 (65/100/130 kHz) 电流模式控制器和 700 V 的高压 MOSFET，提供构成低成本电源所需的全部特性，如软启动、频率抖动、短路保护、跳周期、最大峰值电流设定及动态自供电功能（无须辅助绕组）等。采用 NCP1015 在隔离型 1 ~ 8 W 范围 AC/DC 驱动 LED 照明应用的电路如图 5-8 所示。NCP1015 也可用于非隔离型（电路中不含高频变压器）1 ~ 8 W 功率范围的 AC/DC 驱动 LED 照明应用，电路中可以采用抽头电感来提高 MOSFET 工作的占空比，并改善系统效率及电路性能。

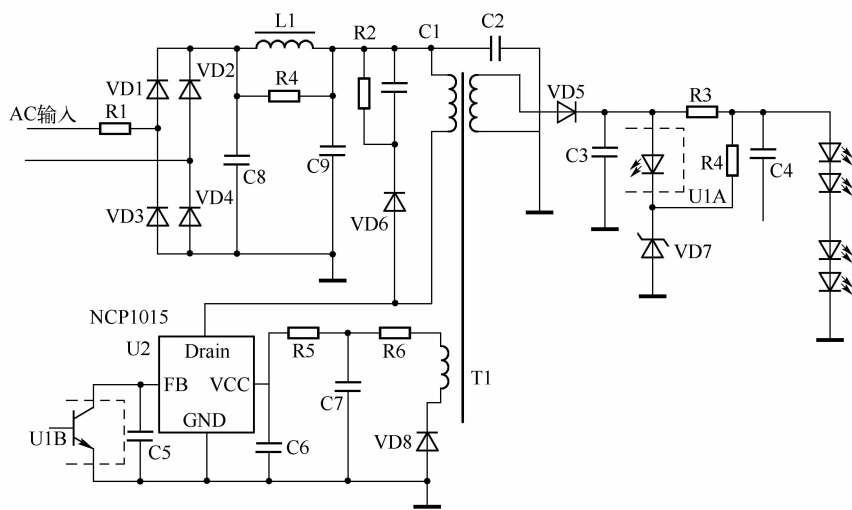


图 5-8 1 ~ 8 W LED 驱动应用电路示意图 (输入电压为 85 ~ 264 V AC)

### (2) 8 ~ 25 W AC/DC 驱动 LED 照明应用。

在 8 ~ 25 W AC/DC 驱动 LED 照明应用中考虑两种情况,一种是没有功率因数要求,即不需要采用 PFC 控制器,另一种是要求采用 PFC 控制器。在不需要 PFC 的应用中,假设输入电压规格为 90 ~ 132 V AC 或 180 ~ 264 V AC (或通用输入),效率达 85%,提供短路保护及开路保护等保护特性,输出电流为 350 mA、700 mA 及 1 A 恒流,可以采用 NCP1028 或 NCP1351。其中, NCP1028 是一款增强型单片开关稳压器,适用于在通用主电源输入的应用中提供高至 15 W 的输出功率。NCP1028 的导通阻抗比 NCP101x 更低,提供 800 mA 峰值电流,具备 NCP101x 系列的诸多特性,此外还提供过功率保护、内置斜坡补偿及输入欠压保护等功能。NCP1351 则是一款固定导通时间、可变关闭时间的脉宽调制 (PWM) 控制器,适用于低成本、低功率离线反激开关电源应用。该器件具有门锁输入、自然的频率抖动、负电流检测及扩展的电源电压范围等特性。90 ~ 264 V AC 输入条件下,基于 NCP1351 的 8 ~ 25 W LED 照明方案如图 5-9 所示。

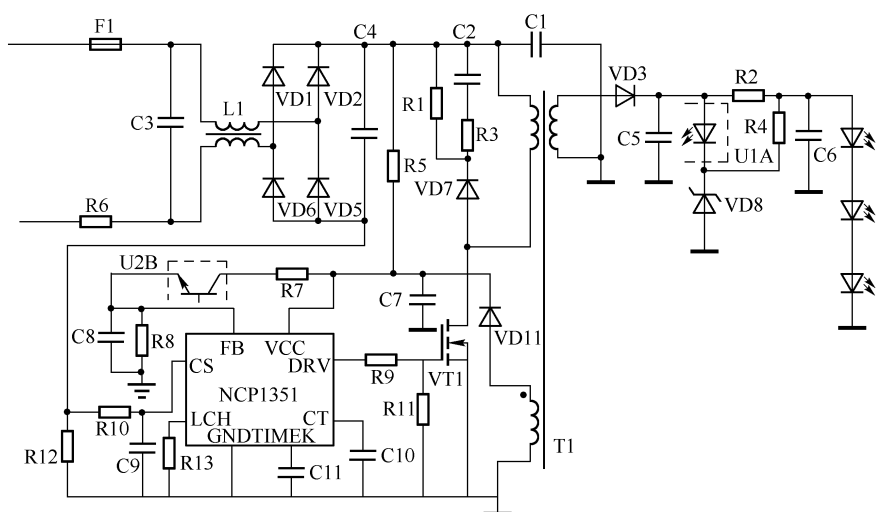


图 5-9 基于 NCP1351 的 8~25 W LED 照明方案

在需要 PFC 的 8 ~ 25 W AC/DC 驱动 LED 照明应用中,假设输入电压规格为 90 ~ 264 V AC,功率因数高于 0.9,效率达 80%,提供短路及过功率保护,输出电流同样有 350 mA、700 mA 和 1 A 等不同选择。在这类应用中,可以采用 NCP1607 或 NCP1608 PFC 控制器。NCP1607 是一款高性价比的临界导电模式 (CrM) PFC 控制器。采用该器件可简化设计,可调节的过压保护 (OVP) 及环路开路保护等功能也增强了设计的灵活性及可靠性。NCP1607/NCP1608 在 85 ~ 135 V AC 或 185 ~ 264 V AC 输入条件下的 LED 照明应用方案如图 5-10 所示。

### (3) 功率高于 50 W 的 AC/DC 驱动 LED 照明应用。

功率为 50 ~ 300 W 的 AC/DC 驱动 LED 的应用领域,为路灯照明及大功率区域照明应用,可以采用不同的 LED 驱动方案,假设其输入电压规格为 90 ~ 264 V AC,功率因数高于 0.95,效率达 90%。

在 50 ~ 150 W 的 AC/DC 驱动 LED 应用中,既可以采用 NCP1652 这样的改进型单段式

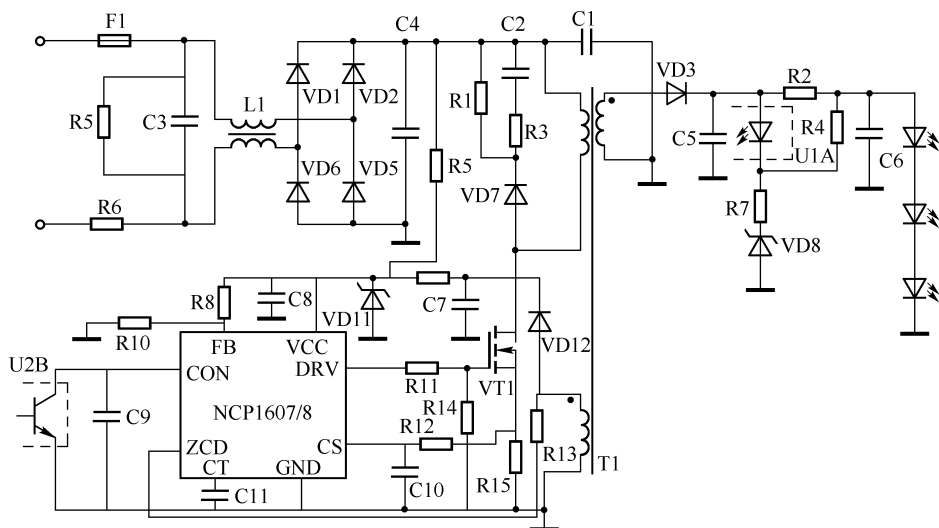


图 5-10 基于 NCP1607/NCP1608 的 LED 照明应用方案

PFC 控制器,也可以结合采用 NCP1607/NCP1608 PFC 控制器及 NCP1377 准谐振 (QR) 模式 PWM 控制器。其中, NCP1377 结合了电流模式调制器和退磁检测器,确保任何负载、电源条件下提供完整的 CrM 工作,并确保最低的漏电压开关 (准谐振工作)。NCP1652 具有可编程死区时间信号、支持有源钳位或同步整流、提供优化的效率等功能。该器件还具有输入欠压保护、过压保护、过流保护等保护特性,支持频率抖动、跳周期及临界导电模式 (CrM)、不连续导电模式 (DCM) 工作。基于 NCP1652、采用 85 ~ 135 V AC 或 185 ~ 264 V AC 输入的 50 ~ 150 W AC/DC 驱动 LED 方案如图 5-11 所示。

50 W 以上功率的 AC/DC 驱动 LED 照明应用如果需要更高效率的 LED 驱动电源,则需要高效率的拓扑结构,往往从反激式拓扑结构转向谐振半桥拓扑结构,以充分发挥零电压开关 (ZVS) 技术的优势。NCP1396 及 NCP1901 均是驱动 LED 的高效率半桥谐振方案。图 5-12 所示是基于 NCP1901 的最新型 PFC + 谐振半桥 LED 驱动器方案,输入电压为 90 ~ 264 V AC,功率为 100 ~ 300 W,其中半桥段工作于固定频率和固定占空比,用于降低开关损耗。

#### 5) DC/DC 驱动 LED 照明解决方案

驱动芯片的标称输入电压范围应满足 DC 8 ~ 40 V,以覆盖应用的需要,耐压应大于 45 V;在 AC 12 V 或 24 V 输入时,简单的桥式整流器输出电压会随电网电压波动,特别是电压偏高时输出直流电压也会偏高,驱动 IC 若不能适应宽电压范围,往往在电网电压升高时会被击穿,LED 光源也因此被烧毁。

驱动芯片的标称输出电流要求大于 1.2 ~ 1.5 A,作为照明用的 LED 光源,1 W 功率的 LED 光源标称工作电流为 350 mA,3 W 功率的 LED 光源标称工作电流为 700 mA,功率大的需要更大的电流,因此 LED 照明灯具选用的驱动 IC 必须有足够的电流输出,设计产品时必须使驱动 IC 工作在满负载输出的 70% ~ 90% 的最佳工作区域。使用满负载输出电流的驱动 IC 在灯具狭小空间的散热不畅,容易出现早期失效。

驱动芯片的输出电流必须恒定,LED 光源才能稳定发光,亮度不会闪烁。同一批驱动

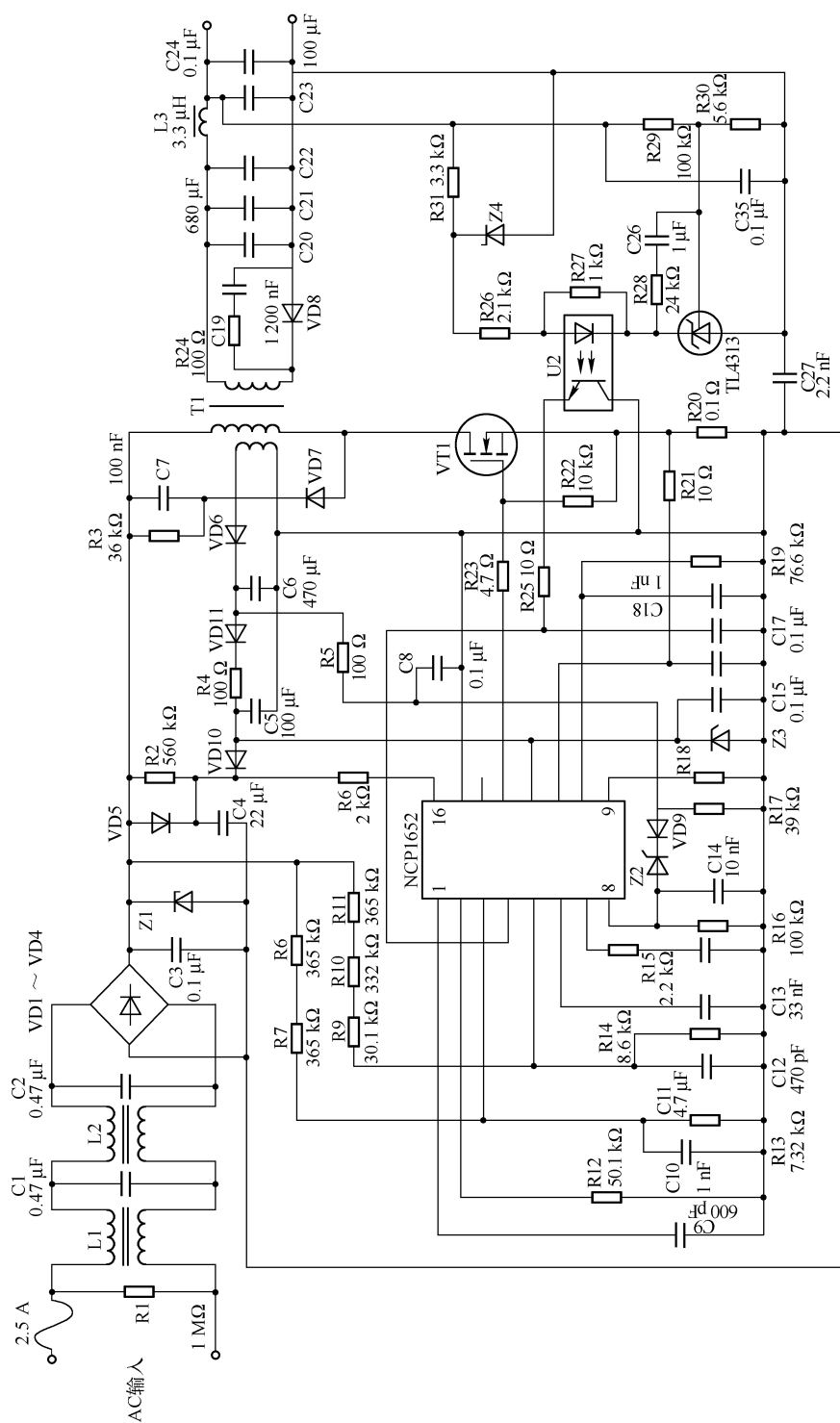


图5-11 基于NCP1652单段式PFC的50~150 W驱动LED方案



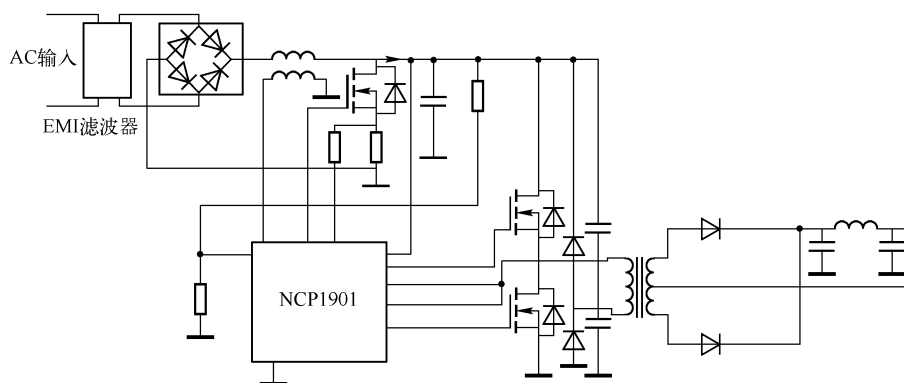


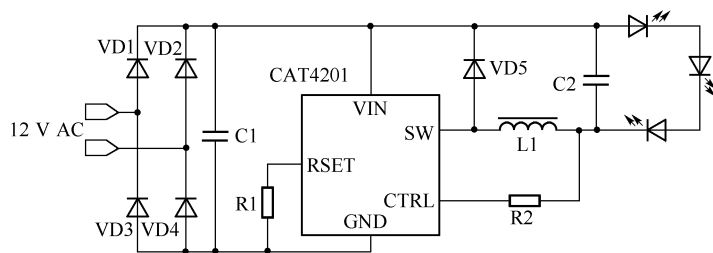
图 5-12 基于 NCP1901 的最新型 PFC + 谐振半桥 LED 驱动器方案

芯片在同等条件下使用,其输出电流大小要尽可能一致,也就是离散性要小,这样在大批量自动化生产线上生产才能有效和有序;对于输出电流有一定离散性的驱动芯片必须选在出厂或投入生产线前档,调整 PCB 上电流设定电阻 ( $R_s$ ) 的阻值大小,使生产的 LED 灯具恒流驱动板对同类 LED 光源的发光亮度一致,保持最终产品的一致性。

驱动芯片的封装应有利于驱动芯片的快速散热,如将管芯 (Die) 直接粘贴在铜板上,并有一引脚直接延伸到封装外,便于直接焊接在 PCB 的铜箔上迅速导热。如在一个类似  $4 \times 4 \text{ mm}^2$  的硅片管芯上,要长时间通过  $300 \sim 1\,000 \text{ mA}$  的电流,必然有功耗,必然会发热,芯片本身的物理散热结构也是至关重要的。

驱动芯片本身的抗 EMI、噪声、耐高压的能力也关系到整个 LED 灯具产品能否顺利通过 CE、UL 等认证,因此驱动芯片在设计伊始就要选用优秀的拓朴结构和高压的生产工艺。驱动芯片自身功耗要求小于  $0.5 \text{ W}$ ,开关工作频率要求大于  $120 \text{ Hz}$ ,以免工频干扰而产生可见闪烁。

在采用 DC/DC 电源供电的 LED 照明应用中,常见的具体应用包括  $1 \sim 3 \text{ W}$  的 MR11、MR16 降压 LED 驱动器,  $1 \sim 20 \text{ W}$  的升压 LED 驱动器和  $20 \sim 60 \text{ W}$  的大功率 LED 驱动器。在  $1 \sim 3 \text{ W}$  的 DC/DC 驱动 LED 照明应用中,可以采用 CAT4201 降压 LED 驱动器,该器件兼容于  $12 \text{ V}$  及  $24 \text{ V}$  系统,提供高达  $350 \text{ mA}$  的 LED 驱动电流,能够在  $24 \text{ V}$  系统中驱动 7 个串联的 LED,效率高达  $94\%$ 。该器件采用有专利的开关控制结构,可有效降低系统成本。CAT4201 还提供限流、热保护及 LED 开路保护等全面的保护特性。器件在  $1 \sim 3 \text{ W}$  DC/DC 驱动 LED 应用中的电路示意图如图 5-13 所示。

图 5-13  $1 \sim 3 \text{ W}$  DC/DC 驱动 LED 应用电路

而在功率范围达  $1 \sim 20\text{ W}$  的 DC/DC 升压 LED 应用中, 可以采用 NCP3065/6 或 NCV3065/6 降压、升压、单端初级电感变换器 (SEPIC) 及逆变多模 LED 驱动器, 并选择其中的升压电路模式。另外, 功率范围达  $20 \sim 60\text{ W}$  的 DC/DC 降压 LED 应用中可以采用 NCP1034 同步降压 PWM 控制器。

手电筒 DC/DC 驱动 LED 照明方案包括升压型及降压型两种。 $1 \sim 3\text{ W}$  的升压型 DC/DC 驱动 LED 手电筒应用中可以采用带真关闭功能的 NCP1421 升压 DC/DC 变换器, 而  $1 \sim 3\text{ W}$  的降压 LED 手电筒应用中可以采用 NCP1529 低压降压变换器, 二者的应用示意图如图 5-14 所示。

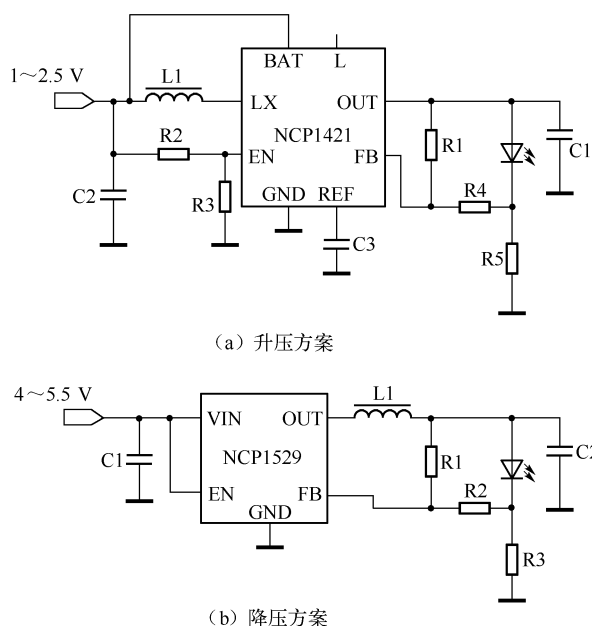


图 5-14 基于 NCP1421 及 NCP1529 的 LED 手电筒升压和降压方案

### 3. 外壳

外壳作为灯具产品的混光层和保护层, 也影响到灯具产品的效果和寿命。现在所用的工程塑料一般是 PC (聚碳酸酯), 它的抗老化、防紫外线、抗冲击效果是最好的。也有用 PMMA (亚克力) 的, 其耐候性稍差一点, 且脆性较大、易碎。PC 材料本身是无色的, 根据需要添加不同的色剂就可加工出不同颜色的 PC 管。一般常用 PC 管为透明和乳白两种, 透明管的亮度较乳白色管高, 但乳白色管的混色性优于透明管。

室外照明灯具由于工作环境比较恶劣, 受风吹雨淋日晒、阳光中的紫外线照射、昼夜温差变化、空气中沙尘、化学气体等条件影响, 灯具年复一年受大自然侵蚀、老化, 设计时应充分考虑这些因素的影响。

LED 灯具外壳和散热器设计为一体, 用来解决 LED 的发热问题, 这种方式较好, 一般选用铝或铝合金、铜材或铜合金, 以及导热良好的其他合金。散热有空气对流散热、强风冷却散热和热管散热 (喷气致冷散热也是类似于热管散热的一种, 但结构更复杂一些)。选择什么样的散热方式, 对灯具的成本有直接影响, 应综合考虑, 与设计产品配套选出最佳方案。



灯罩的设计选材也是至关重要的,目前使用的有透明有机玻璃、PC 材料等,传统的灯罩是透明玻璃制品。究竟选何种材料的灯罩与设计的产品档次定位有关,一般来说,室外灯具的灯罩最好是传统的玻璃制品,它是制造长寿命、高档灯具的最佳选择。采用透明塑料、有机玻璃等材料做的灯罩,做室内灯具的灯罩较好,用于室外则寿命有限,因为室外阳光、紫外线、沙尘、化学气体、昼夜温差变化等因素会使灯罩老化寿命减短,其次是污染了不易清洁干净,使灯罩透明度降低而影响光线输出。

### 1) 散热设计

大功率 LED 用于制作室外灯具的外壳防护等级一般都在 IP65 以上,如果外壳为非金属(如塑胶)材料,尽管 LED 连接上了铝基板(MCPCB),但铝基板上的热量如果不能被有效地传导至外壳表面,则聚积的热量会使铝基板的温度急剧上升,导致温度过高,增加了 LED 失效的可能性,造成 LED 光衰加剧,寿命缩短。

理论上计算灯具的导热有许多困难,主要的困难是传导和对流同时对热传导起着作用,而对流是在密闭空腔内的对流,边界条件十分复杂;传导也是要通过多层导热物质、多层界面,截面积通常又是不等的,导致热流线分布的情况很难在计算之前通过分析得到。

由于灯具是在开启后逐渐升温,最后达到热稳定状态,也就是说,热稳定状态时各点的温度最高,所以灯具的散热计算一般只考虑稳态的情况,瞬态的温度分布情况并不重要。

因为灯具的结构是多种介质,所以在实际计算中必须对每一种介质逐一求解,计算灯具内的温度场分布是十分困难且是没有必要的。实际上,所关心的是某些部位的温度是否在可以容忍的温度范围之内,只要计算出这些部位达到热稳定时的温度即可。

灯体的热结构设计是制作 LED 灯具一个不容忽视的问题。虽然 LED 是冷光源,工作时自身不是灼热体,但电流流过 LED 时产生的电阻热还是会使灯体升温,半导体材料制作的 LED 在高温下会迅速老化,光效下降。要减缓 LED 的光衰,使半导体灯有长的使用寿命,必须降低 LED 芯片的结温,要降低结温,就要降低灯体温度,并且要减小 LED 芯片与灯体之间的热阻,这就要求解决好 LED 灯具的散热问题。

解决散热问题主要靠合理的灯体结构。一种解决方案是使用 2 ~ 3 mm 的铝基板,大功率 LED 直接安装在铝板上,LED 之间用引线相连。小功率 LED 可以按照使用的 LED 数目在铝板上打好孔径与 LED 外径相同的孔,再将 LED 紧配合镶嵌到铝板上,LED 引脚在铝板后面相连。灯具的外壳也用金属材料制作,装好 LED 的铝板和金属外壳紧密装配,这样,LED 工作时产生的热量可以通过铝板传导到金属外壳上,金属外壳暴露在空气中,热量就可以通过辐射和对流散去。暴露在空气中的金属外壳的表面积要按照约每瓦 50 cm<sup>2</sup> 考虑。为了既减小灯具的体积又保证较大的散热面积,灯具外壳应该是带肋条的散热片结构。

LED 的最高结温和热阻造成的 LED 芯片和封装之间的温差是热设计最主要的考虑因素,对于大功率 LED 来说,1W 的大功率 LED 热阻约 20℃,也就是说,给标称功率 1W 的 LED 输入 1W 的电功率,LED 结温比封装外壳的温度高 20℃。3W 的大功率 LED 热阻约 45℃,给 3W 的大功率 LED 输入 3W 的电功率,LED 结温比封装外壳的温度高 45℃,因此,要使 3W 的 LED 制作的灯具和 1W 的 LED 制作的灯具的 LED 结温相同,3W 的 LED 制作的灯具温度应该比用 1W 的 LED 制作的灯具更低。反过来说,如果灯具温度相同,用 1W 的 LED



制作灯具的 LED 结温比用 3 W 的 LED 制作灯具的 LED 结温低。从这个意义上来看,采用 3 只 1 W 的 LED 制作 3 W LED 灯比用 1 只 3 W 的 LED 制作的灯具更有利于降低 LED 的结温,并且 3 只 1 W 的 LED 发出的光通量比 1 只 3 W 的 LED 发出的光通量高。因此,用大功率 LED 制作半导体灯具要合理选择 LED。

为了减少 LED 产生的热量,要选用光效高的 LED 制做大功率 LED 灯具,因为在输入一定的电功率时,光效高的 LED 发出的光能量高,发出的热能量必然少,这样就可以减小散热片的面积。

LED 芯片和涂覆的荧光粉都是在几百度的高温条件下生产出来的,本身有一定的耐温能力。但是,LED 的封装和芯片之间存在热阻,这个热阻使 LED 在使用时封装和芯片之间出现温差,LED 芯片的温度会高于封装外壳温度。

由于 LED 生产技术的进步,大功率 LED 内部的热阻越来越低,目前 1 W LED 的热阻普遍在  $15^{\circ}\text{C}/\text{W}$  以下,也就是说,给 1 W 的 LED 加 1 W 的电功率,LED 芯片比封装外壳的温度只高  $15^{\circ}\text{C}$ 。按照目前 LED 芯片材料的耐温水平,LED 芯片的温度不超过  $150^{\circ}\text{C}$  就能长期安全地工作。据此推算,封装外壳温度为  $135^{\circ}\text{C}$  时可以安全使用。但是,由于封装材料的限制,实际使用中的封装外壳温度最好不要超过  $70^{\circ}\text{C}$ ,这样 LED 芯片温度只有  $85^{\circ}\text{C}$ ,LED 的透明封装材料也不会快速老化,可长期稳定工作。因此,没有必要将 LED 灯具工作时的温度降得很低,但必须减小 LED 芯片封装外壳和灯体外壳之间的热阻,这样就可以较小的体积和较低的成本生产性能稳定的 LED 灯具。

要有效地散热、减小灯的体积和生产成本,灯体必须有合理的散热结构。怎样合理地把 LED 产生的热量传导到外壳上,怎样有效地增大外壳和空气的接触面,并且有利于空气在外壳表面上流动,是灯体热结构设计要解决的问题。

根据光通量(流明)与辐射通量(W)的当量关系,1 W 的辐通量在最理想的情况下(黑体辐射)可能产生 683 lm 光通量。所以,即使 LED 的光效达到  $200\text{ lm}/\text{W}$ ,也不能将全部能量转化为光能输出,而其余的都转化为热能。从长远看 LED 灯具的散热问题将是一个长期存在的问题。

在 LED 灯具的散热设计上,可分为自然对流散热和强制对流散热两种模式。就一般照明应用而言,由于风扇会产生噪声,所以并不建议使用风扇。此外,增加风扇也会增加整体系统的耗电量,所以自然对流散热是较好的选择。

目前 LED 灯具的散热方式主要有自然对流散热、加装风扇强制散热、热管和回路热管散热等。加装风扇强制散热方式系统复杂、可靠性低,热管和回路热管散热方式成本高。因此,应采用空气自然对流散热方式。目前,在 LED 灯具的散热设计中存在的问题如下。

① 散热翅片面积的随意设定,使散热翅片布置方式不合理;灯具散热翅片的布置没有考虑到灯具的使用方式,影响到翅片效果的发挥。

② 强调热传导环节,忽视对流散热环节。尽管众多的厂家考虑了各种各样的措施——热管、回路热管、加导热硅脂等,但都没有认识到热量最终还是要依靠灯具的外表面散发的。

③ 忽视传热的均衡性。如果翅片的温度分布严重不均匀,将会导致其中一部分翅片(温度较低的部分)没有发挥作用或作用有限。



在自然对流的散热鳍片的设计上, 考量重点包含鳍片的厚度、鳍片的数量、鳍片与鳍片间的宽度及材料的选用等几个方面。过密或过疏的鳍片都不是最佳的设计, 因为过密的鳍片与空气接触的面积太少, 会造成热量不易散出, 过疏的鳍片也会使热量不容易散出。

现在 LED 灯具的散热技术一般多为导热板方式, 即采用一片 5 mm 厚的铜板 (均温板), 把热源均温掉; 也有加装散热片来散热的, 但这种方式的缺点是重量太大。

图 5-15 为 40℃ 环境温度最差自然对流下的光源散热模拟图, 散热器的外形尺寸为 600 mm × 440 mm × 54 mm, 此时基本保证大功率 LED 的结温为  $68.6 + 20 = 88.6^{\circ}\text{C} < 90^{\circ}\text{C}$ , 因此该散热器体积和面积能够保证大功率 LED 的充分散热。

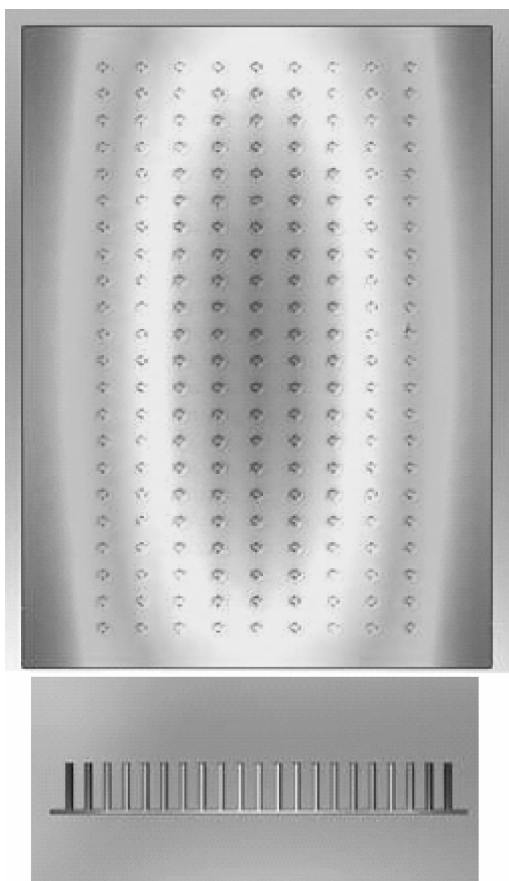


图 5-15 40℃ 环境温度最差自然对流下的光源散热模拟图

要确保大功率 LED 的安全使用, 保证光源及电源的散热条件, 灯具的尺寸会做得较大, 增加了设计难度, 相对成本也会提高。目前 LED 色温和光通量的局限性在大功率的安全制作及性价比上难以得到推广。要设计高性能的 LED 灯具, 首先要做好灯具的散热, 然而散热和灯具的安全防护又是一个矛盾, 在设计中应针对这对需要共生的矛盾进行研发。

若利用铝合金型材设计 LED 灯具散热系统, 将一块 AA6063、305 mm × 500 mm 的平板散热器型材和不锈钢外框组合, 将 LED 粘贴在铝基板上制作成模组, 在模组的底部涂抹导热膏、用螺钉固定于铝合金型材散热器平板上。此种结构 LED 灯具的热传导和散热效果均较佳, 能将 LED 所产生的热量迅速传导到散热器上, 再由裸露在空气中的散热鳍片散发到空



气中,由流动的空气带走热量。但是,由于整个灯具是由多个部分连接组合而成的,产品一致性较差,在防渗水安全上仅靠防水胶是极不可靠的,所以在防护等级上达不到 GB 7000.1—2002、GB 7000.5—2005 的要求。更主要的是所有的 LED 均安装在一个平板上,无法对灯具进行合理的配光,故仍有待进一步研发。

若利用传统灯具改制的 LED 灯具,虽然采用了铝型材做散热器,将整个光源和驱动电路装入铝合金灯壳中,解决了灯具的防护等级问题,但是整个光源是在密闭的灯壳中,灯具工作中所产生的热量无法散发到空气中带走,导致 LED 模组和驱动电路在极恶劣的环境中工作,工作温度急剧升高,LED 随着温度的升高而出现光衰甚至损坏,驱动器也因温度过高而损坏,降低了 LED 灯具的可靠性和使用寿命。

LED 灯具的散热与防护是一个行业性的难题,应在材料选择、结构设计等方面进行系统的优化设计,才能解决 LED 灯具的散热与产品防护这一矛盾。

### 2) 散热设计对 LED 寿命的影响

由于现阶段单只 LED 的输出光束低,对于一般照明使用,需要大量的 LED 元件置于一块模组中以达到所需照度。而 LED 的光电转换效率只有 15% ~ 20%,其余均转换为热能,因此,当使用大量的 LED 置于一块模组上时,将增加散热处理的难度。其问题点为:这些热将造成 LED 模组的温度上升,由于温度升高将导致 LED 的工作电压减小、光强减弱、光的波长变长,并影响 LED 驱动器的效率、损害磁性元件及输出电容器等的寿命,使 LED 驱动器的可靠度降低;同时,将严重降低 LED 的寿命,加速 LED 的光衰。设计 LED 灯具时,良好的散热设计主要出于以下考虑:

① 提高 LED 的效率,提高电流(功率),生产高结温( $T_j$ )的 LED 芯片。

② 设计高性能 LED,高的光学性能和高可靠性依赖于 LED 芯片结温( $T_j$ )。

因此,好的热设计是要管理好 LED 结温  $T_j$ 。散热的途径主要有三种:传导、对流、发散。其中传导和对流对 LED 散热比较重要,发散不重要。从热能分析,热量  $Q$  等于发散功率  $P_D = V_F \times I_F$ ,因为当 LED 效率达到标准值时, $V_F$  和  $I_F$  相对变化比较小,所以在做散热设计时应主要从传导方面考虑,热量预先从 LED 散热器导出。

Luxeon 公司的大功率 LED 封装的热设计有一个热传路径,以配合 LED 的大电流驱动,如图 5-16 (a) 所示。在做散热设计时,热阻  $R_{th} = (T_1 - T_2)/Q$ ,如图 5-16 (b) 所示。新式的 LED 散热技术 IVC,也就是真空均温板结构,它的原理很简单,就是通过抽取空气的方式建立一个内部中空金属物,接着利用特殊介质和同质材料的饱和蒸气物质,填满金属物的中空部分。这样的结构类似于水冷、液体冷却的循环管线系统,只要大功率 LED 发光时产生的热量使 LED 旁边的真空均温板金属内的液体状态物质产生汽化现象变成气体状态,带有热量的气体就会扩散到真空均温板连接另一边的气体室,热量将在此区域通过其他散热材质释放出去,冷却后的气体因温度而液化成液体状态物质,流回原先发热 LED 旁边的真空均温板里面。只要这种汽化、液化的过程持续循环,LED 光源的发热量就能够自动地带出去,达到减少 LED 光源亮度衰减(光衰)的目的,延长 LED 的寿命。

### 3) 散热器

散热器是 LED 灯具很关键的一个部件,它的形状、体积、散热表面积都要设计得恰到好处,散热器太小,LED 灯具的工作温度太高,影响发光效率和寿命,散热器太大,则消耗材料多增加产品成本和重量,使产品竞争力下降。设计合适的 LED 灯具散热器至关重要。

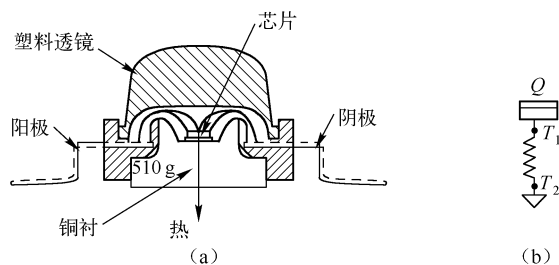


图 5-16 Luxeon 公司大功率 LED 的封装示意图

散热器的设计分为以下几个部分。

① 明确 LED 灯具需要散热的功率。设计散热器所用的一些参数有金属的比热、金属的导热系数、芯片热阻、散热器热阻、周围环境空气热阻等。

② 确定采用散热的类型（自然对流散热、强风冷却、热管散热，以及其他的散热方式）。从造价比较，自然对流散热造价最低，强风冷却中等，热管散热造价较高，喷气致冷造价最高。

③ 确定 LED 灯具许可的最高工作温度（环境温度加灯具许可温升）。

④ 计算散热器的体积、散热面积，并确定散热器的形状。

⑤ 将散热器与 LED 组合成完整灯具，并通电工作 8h 以上，在室温  $39 \sim 40^{\circ}\text{C}$  的环境下检查灯具的温度，看是否满足散热要求，以检验计算是否正确。若不满足使用条件，则要重新计算和调整参数。

⑥ 散热器与灯罩的密封要做到防水、防尘，灯罩与散热器之间要垫抗老化的橡皮垫或硅橡胶垫，用不锈钢螺栓紧固，做到密封防水、防尘。

LED 的工作工况和散热不仅直接关系到 LED 实际工作时的发光效率，而且还关系到 LED 的使用寿命。又因为在户外使用的灯具，应具有一定等级的防尘、防水功能（IP），良好的 IP 防护往往会妨碍 LED 的散热。解决这一矛盾是 LED 灯具设计时应关注的一个重要方面。这一方面也是国内把 LED 应用于普通照明灯具中时出现不合格及不合理情况最多的。目前国内在设计 LED 灯具中出现的不合格及不合理情况基本有以下几种。

① 对 LED 采用了散热器，但 LED 连线的接线端子及散热器的设计无法达到 IP45 及以上等级，无法满足 GB 7000.5/IEC6598-2-3 标准的要求。

② 采用普通的灯具外壳，在灯具出光面内用矩阵式 LED，这种设计虽能满足 IP 试验，但是由于灯具内的不通风会造成在工作时灯具内腔的温度升高到  $50 \sim 80^{\circ}\text{C}$ ，在如此高温的工况下，LED 的发光效率是不可能高的，同时 LED 的使用寿命也将大打折扣。

③ 在灯具内采用了仪表风扇对 LED 及散热器进行散热，其进风口设计在灯具的下方，以避免雨水的进入，出风口设计在下射 LED 光源的四周，这样也能有效避免雨水的进入。另外，散热器和 LED（光源腔）不处于同一空腔内，这种设计若做得好，按灯具的 IP 试验要求能顺利通过。这一方案不仅解决了 LED 的散热问题，而且同时满足了 IP 等级的要求。但是这种看似良好的设计，实际上存在明显的不合理情况。因为在我国绝大多数室外灯具的使用场合，空中的飞尘量是较大的，有时会达到很大（如起沙尘暴），这类灯具在一般条件下使用一段时间后（约三个月至半年），其内部散热器的缝隙内会填满灰尘，使散热器效果

大打折扣,最后还会使 LED 因工作温度过高而使用寿命明显缩短。这一方案的不足在于不能持久良好地使用。

要兼顾灯具中 LED 的散热及 IP 防护,较合理的设计指导思想是:在关键的散热位置采用导热板。导热板是在金属板的内部均布有供冷媒流动的细导管,并在细导管内充有冷媒,当导热板的某一部位受热时,细导管内的冷媒会快速流动而使热量迅速传导。好的导热板的热传导系数可以达到同厚度铜材板的 8 ~ 12 倍,虽然价格较高,但若在关键部位使用,对 LED 的散热将起到事半功倍的作用。

把灯具的外壳设计成散热器状,目前大部分的 LED 室外灯具外壳是铝材的,直接利用灯具外壳作为散热器既可以保证 IP 防护等级的要求,又可以得到很大的散热面积。另外,灯具外壳组成的散热器在有落尘时可以通过自然的风雨冲洗,从而可保证散热器工作的持续有效性。

#### 4) 大功率 LED 热管散热器

热管是 20 世纪 60 年代发展起来的具有特别高的导热性能的相变传热元件,它可将大量的热量通过其很小的截面积远距离地传输而无须外加动力。它通过在全封闭真空管壳内工质的蒸发与凝结来传递热量,具有极高的导热性、良好的等温性、冷热两侧的传热面积可任意改变、可远距离传热,以及可控制温度等一系列优点。

热管能以较小的温差获得较大的传热率,且结构简单,具有单向导热的特点。特别是由于热管的特有机理,使冷热流体间的热交换均在管外进行,这样可以方便地进行强化传热。此外,由于热管内部一般抽成真空,工质极易沸腾与蒸发,热管启动非常迅速。

1984 年, Cotter 首先提出了用于电子冷却的微型热管的概念。1993 年以后, Mallik 等人把微型热管与半导体做成一体,以解决其散热问题,并将该技术应用于笔记本电脑等领域,现在热管已在空间技术、电子、冶金、动力、石油、化工等各种行业得到了广泛的应用。

##### (1) 回路热管的工作原理

回路热管由蒸发器、蒸汽段、冷凝器、回流段、补偿室 5 个部分组成,如图 5-17 所示。其中,在蒸发器内部有一组毛细结构 [蒸发器的结构及其内部丝网毛细结构的布置详见图 5-17 (b) 的 A-A 剖面图],其基本原理是:毛细结构本身可以将液态往上吸,使得毛细结构充满工质液体。

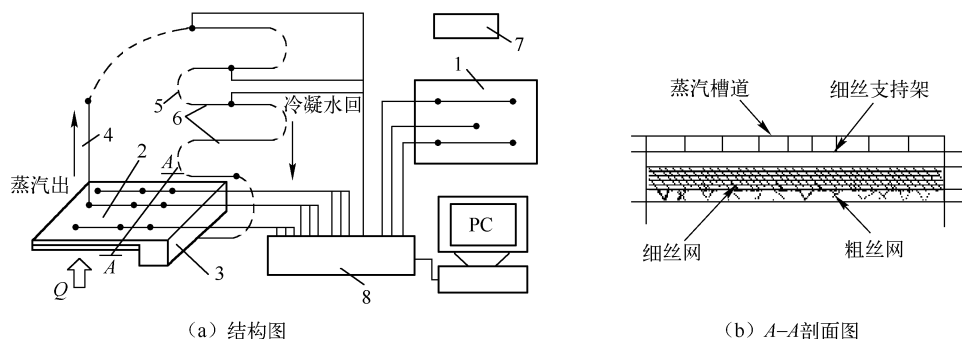


图 5-17 回路热管结构简图

1—薄膜电阻加热器; 2—蒸发器; 3—储液器; 4—蒸汽管道; 5—回液管道;  
6—冷凝器; 7—直流电源; 8—数据采集





当蒸发器被加热时,毛细结构也被加热,毛细结构中的液体便会蒸发成气体,并通过蒸汽槽道沿着蒸汽段到冷凝段,同时带走热量;在冷凝段,气体被冷凝成液体,释放出潜热;毛细结构的毛细力再使液体沿着回流段回流到储液器,并到达毛细结构。

如此形成一个工质的流动循环和热量传递过程。储液器的主要作用是启动时容纳在蒸汽段和冷凝段的液体,并且在运行时防止液体来不及回流造成蒸发器干涸。

热管没有工质时其功能相当于钢板散热器,在大热流密度时,完全靠铜板已经不能将热量及时带走,热量在薄膜电阻上积聚起来,导致薄膜电阻的温度在短时间内急剧升高到 200℃ 左右。试验时,为了保护薄膜电阻没有再做更长时间的试验,这恰恰说明了回路热管是靠相变传热的,其导热性能优于铜板。

## (2) 大功率 LED 系统的结温

LED 器件的结温主要由器件的环境温度、器件 PN 结到环境的热阻所决定。热阻是导热介质两端的温度差与通过热流功率的比,单位为℃/W 或 K/W。大功率 LED 器件加上外部热衬的总热阻为:

$$R_{J-A} = \Delta T_{J-A} / P \quad (5-1)$$

式中:  $\Delta T_{J-A} = T_{\text{junction}} - T_{\text{ambient}}$ , 单位为℃;  $P$  为流经介质的热功率,  $P = V_F \times I_F - P_p$ ,  $V_F$  和  $I_F$  分别为加在 LED 器件上的驱动电压和电流,  $P_p$  为光功率。

由于大功率 LED 的封装形式一般采用表面贴装,为了使 LED 器件与热管蒸发器壁紧密相连,LED 器件与热管蒸发器壁之间应涂敷一层导热绝缘胶。大功率 LED 器件加上外部热衬的总热阻可以表示为从 PN 结到外界环境热路上的几个热阻之和。

$$R_{J-A} = R_{J-S} + R_{\text{attach}} + R_{\text{heat-pipe}} \quad (5-2)$$

式中:  $R_{J-S}$  为 LED 器件热阻,即 PN 结到热衬之间的热阻;  $R_{\text{attach}}$  为热衬与热管蒸发器壁之间导热绝缘胶的热阻;  $R_{\text{heat-pipe}}$  为热管到环境(一般为空气)之间的热阻。由式(5-1)和式(5-2)得:

$$T_{\text{junction}} = T_{\text{ambient}} + (R_{J-S} + R_{\text{attach}} + R_{\text{heat-pipe}}) \times (V_F \times I_F - P_p) \quad (5-3)$$

由于 LED 结温直接影响器件的光通量、光品质和寿命,因此一般规定 LED 结温不高于 125℃,即

$$T_{\text{attach}} + (R_{J-S} + R_{\text{attach}} + R_{\text{heat-pipe}}) \times (V_F \times I_F - P_p) \leq 125^\circ\text{C} \quad (5-4)$$

## (3) 回路热管的热阻

回路热管的热阻定义为:

$$R_{\text{th}} = (T_E - T_{\text{CC}}) / Q \quad (5-5)$$

式中:  $R_{\text{th}}$  为热阻,  $T_E$  为蒸发器的温度,  $T_{\text{CC}}$  为冷凝段的平均温度,  $Q$  为回路热管的传热量。热管所有内部性能的指标最后都反映在热管的热阻上。随着功率的增大,回路的热阻逐渐减小,并且趋向平缓,100 W 时的热阻约为 0.21 K/W,一般的电子散热装置的热阻只能达到 0.5 K/W 左右。

## (4) 回路热管温度与输入功率之间的关系

随着薄膜电阻输入功率的上升,薄膜电阻的温度、蒸发器的温度和冷凝器的入口温度几乎呈线性上升。在输入功率为 85 W 时,蒸发器壁的温度为 82.6℃,薄膜电阻的温度为 87.5℃,冷凝器的入口温度为 80℃。在这个温度下,绝大多数电子芯片仍然处于正常工作状态,体现了回路热管在热量传递方面的优异性能。



回路热管散热器与常规的散热装置相比,具有体积小、散热效率高等优点,能快速有效地对大功率 LED 阵列等大功率密度器件进行散热。回路热管的小型化和低成本化是其在 LED 中得以应用的关键,也是需进一步研究的课题。

#### 5) 灯具的安全性能

除了 IP 等级、EMI、EMC 和耐压测试等常规安全性能外,还应该考虑实际应用中的不安全因素,目前的 LED 灯具,为了很好地散热,常将 LED 散热器直接暴露于空气中,如图 5-18 所示。对于暴露在空气中的散热结构,经常会遇到如沙尘、鸟粪、酸雨等状况。在长时间的使用过程中,尤其是在我国西部,会有大量的沙尘不断集结于灯壳上,虽然大雨可以冲洗灯壳,但是在实际应用中发现效果并不像想象的那样好。对于出口到国外的灯具,直接面临的是大量鸟粪落在灯具壳体上,对于鸟粪几乎没有大雨能将其洗净,将直接影响灯具的散热、寿命和美观。另外,为了灯具外壳美观有些公司采用喷漆或着色工艺,既影响散热,且在酸雨的侵蚀下灯壳将出现锈迹斑斑的现象。在大量的实际应用总结和不断的改进、创新中,图 5-19 所示的灯具可有效避免上述问题。

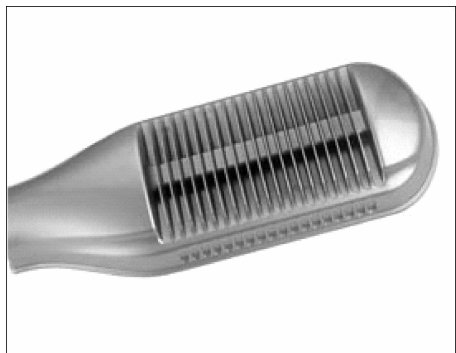


图 5-18 常见的 LED 路灯外形

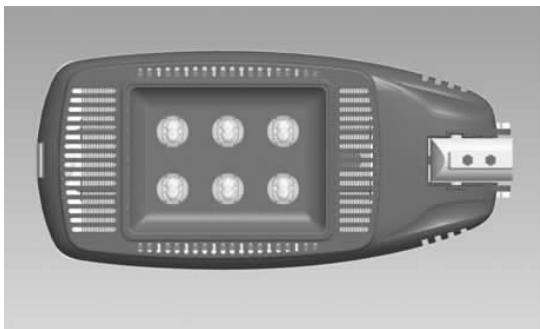


图 5-19 路灯的结构示意图

采用电子驱动电路的 LED 灯具,在野外照明场合使用时,威胁其可靠性的一个重要方面是雷电感应问题。空中的闪电发射的是广谱的无线电波,而架空供电线路是良好的接收无线电波的天线。两根电源线接收的同一闪电发出的无线电波,对驱动电路来讲属于共模干扰信号,这种共模干扰对地可达数百伏到数千伏,很容易击穿驱动电路内的 EMC 接地电容或较小的对地(对外壳)电气间隙,造成驱动电路的损坏。

由于我国的供电线路是三相四线制,中性线接地,所以在两根架空供电线的各段,在感应到闪电的无线电波的瞬间,由于两根供电线对地的瞬时阻抗不同而使两根供电线间产生一个差模的干扰电压,这一瞬时差模干扰电压也可达到数百伏至 3 000 多伏,这一电压往往会击穿驱动电路的电源整流二极管和印制线路板上不同极性电极间的电气间隙,同样会使驱动电路损坏。要解决这一问题,必须在 LED 驱动电路的输入端并接快速响应的压敏电阻,以保证差模干扰的泄放。由于闪电的感应干扰是重复多次的,当干扰电压高时,压敏电阻瞬时导通泄放的电流可能很大,所以采用的压敏电阻不仅应具有快速的响应能力,还应具备瞬时导通数十安培电流的泄放能力而不损坏。除了采用压敏电阻外,LED 驱动电路的输入端还应结合传导干扰(EMI)的防护,设计复合的 LC 网络,使这些 LC 网络不仅能阻碍内部 EMI 对电网的影响,而且能对闪电的干扰信号起到明显的抑制作用。LED 驱动电路各点对



地的电气间隙应保持在 7 mm 以上, EMI 防护的接地电容及驱动电路的对地绝缘强度应达到强化绝缘的要求, 这样能使 LED 的驱动电路具有良好的抗差模和共模雷电感应的能力。



## 5.2 LED 灯具设计

### 5.2.1 LED 灯具设计程序

一个典型的 LED 范例, 其中包括电学、热学及光学的模拟计算。大功率 LED 光源决定了大功率 LED 灯具的最终光通量, 因此, 选择高质量的适配光源是灯具的基础。LED 芯片的研发固然重要, 但灯具的设计和研发同样不容忽视。大型照明灯主体照明光学系统的结构包括以下三种设计。

① 芯片外加光学系统得到适宜应用的一次光学设计, 它由 LED 器件的生产商完成。

② 将一次光学设计的单只 LED 装入一个量身定做的透镜中, 得到需要的定向光束, 这就是所谓的二次光学设计, 得到满足单只光学需求的 LED 组件。

③ 将若干个二次设计完成的 LED 组件合并成一个有相当规模、满足照明要求配光曲线的灯具, 这就是 LED 的三次光学设计。

在 LED 光源的产品中, 大多数产品如路灯、光柱、草坪灯、地埋灯、装饰灯等, 均是用电市电供电, 这就要求在这些灯具中设置 AC/DC 转换电路, 以适应 LED 电流驱动的特征。以光柱为例, 为便于建筑上的安装与设置, 需要在数十米长的光柱间相互对接而只能用一个电源接入点, 因此每根光柱内要设置一个既能独立工作又能相互对接的独立电源。这个电源既要有一定的供 LED 所需的接近恒流的正向电流输出, 又要有较高的变换效率, 否则就会失去 LED 节能的优点。另外, 成本低也十分重要, 可选择开关电源、高频电源、电容降压后整流电源等多种, 根据电流稳定性、瞬态过冲及安全性、可靠性的不同要求作不同选择。

制作可以放置在 E-27 标准灯头内的高频电源和开关电源, 使 LED 的供电十分安全可靠, 电源效率达 90%, 内置这类电源的 LED 灯具可适应交流 85 ~ 240 V 的工作电压范围而灯内 LED 的电流基本不变。电源是影响 LED 光源可靠性和适应性的一个重要组成部分, 必须重要考虑。

LED 光源产品另一个重点考虑的因素是 LED 器件的可靠性, 作为半导体器件, LED 的失效模式研究对评估 LED 光源的寿命十分重要。LED 器件同样符合“浴盆曲线”这一失效规律, 因此如何筛选早期失效器件——即“加速”寿命试验方法的研究显得尤为重要。提高 LED 发光效率, 改善散热特性, 是 LED 光源发展中必须解决的问题之一, 与此同时, 在行业协同下开展 LED 可靠性研究, 规范器件老化筛选标准, 是解决 LED 光源在应用中遇到的一些问题的有效途径之一。

#### 1. 确定照明需求和设计目标

设计目标是基于现有灯具的性能或是基于应用的照明需求, LED 照明必须满足或超过目标应用的照明要求。因此, 在设计目标之前就必须确定照明要求。对于某些应用, 存在现成的照明标准, 可以直接确定要求。对于没有照明标准的应用, 可先确定现有照明特性后, 再确定应用的照明需求。照明灯具的光输出和功率特性是确定现有照明特性的关键, 根

据照明灯具提供的技术参数,可获得各种灯具的关键特性,由此确定现有照明的特性。

照明要求确定好了之后,就可以确定 LED 照明的设计目标了。设计目标应根据应用照明需求而定,并应列出影响设计的所有其他目标,如特殊光要求、耐高温要求等。与定义照明要求时一样,关键设计目标与光输出和功耗有关。设计目标应包括工作环境、材料清单(BOM)、成本和使用寿命。

## 2. 估计光学系统、热系统和电气系统的效率

设计目标会对光学、热和电气系统产生限制,根据这些限制对各系统的效率进行估计,将照明目标和系统效率结合起来,就能确定照明需要的 LED 数量。设计过程中最重要的参数之一是需要多少只 LED 才能满足设计目标。其他的设计决策都是围绕 LED 数量展开的,因为 LED 数量直接影响光输出、功耗及照明成本。

查看 LED 数据手册列出的典型光通量,用该数除以设计目标流明,依据此设计方法满足不了应用的照明要求。因为 LED 的光通量依赖于多种因素,包括驱动电流和结温。要准确计算所需要的数量,必须首先估计光学、热和电气系统的效率。

### 1) 光学系统效率

通过分析光损失估计光学系统的效率,要分析的两种主要的光损失如下。

① 次级光学器件。次级光学器件是不属于 LED 本身的所有光学系统,如 LED 上的透镜或扩散片。与次级光学器件相关的损失根据使用的特定元件的不同而变化。各次级光元件的典型光学效率在 85% ~ 90% 之间。如果照明需要次级光学器件,则存在次级光损失。

② 灯具内的光损失。光线在到达目标物之前,打到灯具罩上时就产生了灯具光损失。某些光被灯具罩吸收,有些则反射回灯具。固定物的效率由照明光源的布局、灯具壳的形状及灯具罩的材料决定。LED 光具有方向性,可达到的效率比全方向照明光源可能达到的要高得多。

次级光学器件的主要目的是改变 LED 的光输出图像。图 5-20 将 Cree XLampXR-E LED 的光束角度与目标灯具的光输出图像进行了比较。裸 LED 的光束角度与目标灯具的非常相似,不需要次级光学器件,因此不存在次级光学器件引起的光损失,只需计算灯具损失。假设灯具反射杯的反射率为 85%, 60% 的光打到反射杯上,则光学效率为:

$$\eta = (100\% \times 40\%) + (85\% \times 60\%) = 91\%$$

### 2) 热损失

LED 的相对光通量输出随着结温的上升而降低,大多数 LED 数据手册都列出了 25℃ 下的典型光通量值,而大多数 LED 应用都采用较高的结温。当结温  $T_j > 25^\circ\text{C}$  时,光通量肯定比 LED 数据手册给出的值低。

LED 数据手册中有一个曲线,给出了相对光输出与结温的关系。XLampXR-E 白色

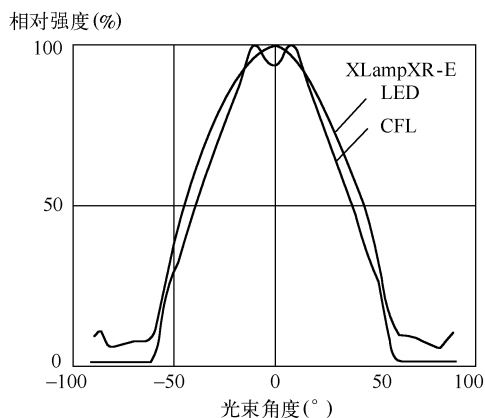


图 5-20 Cree XLampXR-E LED 的光束角度与目标灯具的光输出图像比较

LED 结温对应的光通量减少曲线如图 5-21 所示, 该曲线通过选择特定相对光输出或特定结温, 给出了其他特性值。

XLampXR-E LED 在额定工作 50 000 h 后提供平均 70% 的流明维持率, 结温保持在 80 ℃ 以下。因此, 最高合适结温为 80 ℃, 对应的最小相对光通量为 85%, 如图 5-21 所示。这一 85% 相对光通量是对照明热功效估计的值。

### 3) 电气损失

LED 驱动器将可用功率源 (如墙体插座交流电或电池) 转换成稳定的电流源, 这一过程与所有电源一样, 效率不会达到 100%。驱动器中的电气损失降低了总体照明效率, 因为有部分输入功率浪费在发热上了, 而没有用在发光上。在开始设计 LED 系统时, 就应考虑到电气损失。

典型 LED 驱动器的效率在 80% ~ 90% 之间。效率高于 90% 的驱动器的成本要高得多。驱动器效率可能随输出负载而变化, 如图 5-22 所示。应指定驱动器工作在大于 50% 输出负载下, 以使效率最大, 并使成本最低。对于室内应用, 驱动器效率为 87% 的估值较好。室外用或长使用寿命的驱动器, 效率可能要低一些。

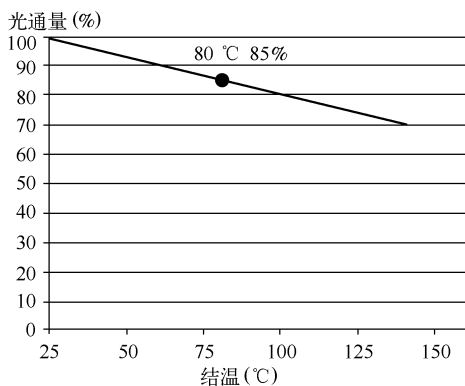


图 5-21 XLampXR-E 白色 LED 结温对应的光通量减少曲线

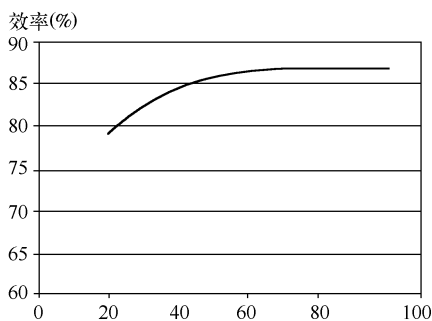


图 5-22 LED 驱动器效率与负载的关系曲线

## 3. 计算需要的 LED 数量

### 1) 实际需要的流明量

根据设计目标和估计的损失程度, 可以计算满足设计要求的 LED 数量。所有系统效率估算好之后, 即可计算要达到设计目标需要的实际 LED 流明数。因电气效率只影响总功耗和灯具效率, 而不影响照明的光输出量。实际流明  $B_s$  的计算如下:

$$B_s = B_M / (\eta_G \times \eta_R) \quad (5-6)$$

式中  $B_s$ ——实际流明;

$B_M$ ——目标流明;

$\eta_G$ ——光学效率;

$\eta_R$ ——热效率。

### 2) 工作电流

另一个需要确定的是 LED 的工作电流, LED 的工作电流对确定 LED 照明的效率和使用寿命是很关键的。增加工作电流, 则各 LED 的光输出会变大, 因而减少了所需的 LED 数



量。但是增加工作电流的同时也带来以下缺点:

① 功效降低。工作电流提高会降低 LED 的功效,一般电源尺寸的大小将随着工作电流的提高而增大,因为产生相同的流明数需要的功率更大。

② 最高环境温度降低或使用寿命缩短。电流的提高将增大 LED 结和 LED 热通道的温差,实际上,由于已经确定了最高结温,因此这样可以降低最高环境温度;反之,如果最高环境温度不是降低而是升高,则在 LED 的使用寿命期内,光输出下降会更快。

根据应用的不同,考虑到每个 LED 流明输出值更高,这些缺点是可以接受的。使用寿命和功效是应优先考虑的设计目标,XLampXR-E LED 数据手册所列 1 W LED 的最小工作电流为 350 mA,可最大限度提高 LED 功效并延长使用寿命。

### 3) LED 数量

工作电流确定之后,就可以计算各 LED 的流明输出数了。由于 LED 的热损失已经在实际需要的流明数计算中考虑到了,故 LED 供应商提供的技术参数可以直接使用。

在设计中应使用 LED 技术参数中的最小光通量,而不是 LED 技术参数中给出的典型值。根据此最小光通量设计,可确保所有照明设计都能满足目标要求。若使用 4 000K CCT 的 XLampXR-E LED,350 mA 时的最小光通量为 67.2 lm。LED 的数量  $S_{LED}$  计算如下:

$$S_{LED} = B_S / B_D = 1050 \text{ lm} / 67.2 \text{ lm} = 16 (\text{只})$$

式中  $S_{LED}$ ——LED 的数量;

$B_S$ ——实际流明数;

$B_D$ ——每只 LED 的流明数。

## 4. 选择最佳设计

LED 数计算好之后,考虑满足设计目标的所有设计可能。由于每只 LED 都是一个照明光源,比传统照明光源的使用寿命要长许多,因此 LED 可以与新型和非常规设计元件一起集成到照明系统中。设计中可以充分利用 LED 光的方向性和大量可用的次级光学器件来继续初步设计。

### 1) 光学系统选项

LED 灯具的光学二次开发在整个灯具设计的过程中扮演了非常重要的角色,在灯具的整体设计流程中应该是优先考虑的一个环节。常用反射式 LED 二次光学设计如下。

① LED 二次光学器件的主要优点是能保证高的灯具效率、结构相对简单、安装方便。反射器的设计主要是利用各种二次曲线独立或组合成反射器母线,并在反射面镀反射率高的银、铝或铬等材料。这种结构中有接近 50% 的光线为直接射出,而经过反射面反射的光线也能通过膜层反射率的控制减小吸收损失,因此反射式器件能实现高的灯具效率。

但 LED 是向半空间发光的光源,一般结构的反射器对光源的包络角有限,不易实现宽角度的“蝙蝠翼”配光,需要多列反射器以一定角度来排列配合,或者改变反射器和光源的相对位置增大反射器包络角。前一种解决办法需要增加灯具底座结构和 LED 发光阵列的配合程度,而后一种方式要求反射器曲面形状的设计趋于精细,有时应考虑采用自由曲面反射器以满足配光要求。

② 折射式的二次光学设计。在对路面均匀度有较高要求的场合,可考虑采用基于配光透镜的二次光学设计。配光透镜的功能是在路面产生矩形的、亮度均匀的照明光斑。现有



LED 的光强分布多是关于主光轴旋转对称的朗伯分布, 要将旋转对称的光分布重新分配、形成最终的矩形光斑, 就决定了配光透镜必须是自由曲面的光学透镜。在二次光学设计时需准确建立光源的发光模型, 同时确定目标照明区域的光线分布, 以此为据列出光线出入配光透镜前后的变换方程并求解得到配光透镜出光面的具体形式。

③ 反射和折射相结合的二次光学设计。单纯用非球面反射器的结构由于包络角有限的原因, 有一部分光线将从透镜四周漏出, 不能得到有效利用。因此有必要在透镜的结构上再增加反射器, 对 LED 光通量进行充分有效的收集和利用。另外, 一种非球面的复眼透镜也是产生均匀光斑的有效结构, 采用复眼透镜的二次光学器件也是由反光杯和透镜组合而成的, 反光杯收集光线并将其调制为相对平行的光束后再由复眼透镜将光以一定角度发散出去。这种结构机理明确, 可以达到均匀舒适的照明效果。

在商业照明领域, 目前国内常用的光学软件主要分为两类: 照明工程设计软件和灯具配光设计软件。照明工程设计软件的作用是依据已有的标准化灯具制定一套最佳的使用方案, 为用户提供最好的视觉需求。目前, 常见的照明工程设计软件有 DIALux、OxyTech 等。灯具配光设计软件的作用是依据光源的特点及期望的光学效果设计出相应的光学器件。以 LED 灯具为例, LED 用反光杯和透镜就是常用的实现期望光学效果的光学器件。

① 裸 LED 和现有灯反射器。现有 CFL 灯具的角度和 LED 的角度非常相似, 因此, 若选其则不使用次级光学器件, 可使成本最低, 并且系统光损失最小。使用的元件较少, 所用费用也较少, 可使照明系统组装更简单且费用更低。缺点是会出现多照明阴影效应, 如果 LED 的光分布与目标照明的光分布差异很大, 就不能采用此方法, 而应采用次级光学器件。

② 带有次级光学器件的 LED 和现有灯反射器。次级光学器件是除 LED 初级光学器件外附加的光学元件, 用于对 LED 的光输出进行整形。一般的次级光学器件类型为反射 (光从某个表面反射回) 或折射 (光通过折射材料弯曲, 折射材料通常为玻璃或塑料)。次级光学器件可以通过购买标准件、现成的零件或用照明模型通过光线跟踪模拟来设计定制。

每个 LED 使用一个次级光学器件, 各 LED 的光束角度就可以定制, 从而得到所需的准确光图像输出。例如, 可以缩小各 LED 的光束角度, 可优化点照明, 而不是优化普通照明。采用次级光学器件存在以下缺点:

- 因为增加了元件并且装配较复杂, 所以照明的成本较高。
- 由于光学器件连接到各 LED 上, 因此可能仍然存在多照明阴影。
- 次级光学器件会降低光学系统的功效。

③ 不是每只 LED 都使用一个光学器件, 整个 LED 阵列可以使用一个漫射器来传播光。这种方法的优点是光束角度比裸 LED 达到的光束角度宽, 并且消除了多照明阴影效应。光照度分布、多源阴影效应和美观度通常也决定了光学系统的选择。

常见的 LED 用光学器件形式有反光杯和透镜, 各有优点和局限性, 应根据需要来选择。相比于反光杯, 透镜对光的损耗要大, 而且透镜还存在色散问题; 但是, 在处理小角度 (如光束角为  $20^\circ$  以下) 的配光需求时, 反光杯会显得很笨拙, 而透镜则比较容易。

## 2) 热系统选项

灯体的热结构设计是制作半导体灯的另一个不容忽视的问题, 在热设计中最低成本方法



是将现有设计的灯具罩作为 LED 照明的灯具罩,但在设计时不能采用这种方法,因为多数现有罩都是钢制的,热导性差。一般来说,选择钢罩不利于散热。可在设计中购买成品的散热片,这种成品散热片的设计经过验证,制造商有完整的技术指标。但其性能、尺寸和形状可能没有面向目标应用而优化。采用定制方案可为应用提供优化了的散热片,但设计中需要利用热仿真软件,或根据目标应用及 LED 的特性进行热设计。加工和制造费用可能使定制散热片的单位成本高于成品散热片的成本。

目标照明的成本、可用的散热片开发时间及目标最高环境温度常决定了热系统的选择。一般来说,在降低成本比最高环境温度更重要的情况下,选成品散热片更好;在最高环境温度更重要的情况下,选定制散热片更好(如室外照明或条件不好的室内照明)。

LED 照明若使用热阻为  $0.47\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$  的成品散热片,则最高环境温度可用下式计算:

$$T_j = T_a + (R_{\text{thb-a}} \times P_{\text{total}}) + (R_{\text{thj-sp}} \times P_{\text{LED}}) \quad (5-7)$$

式中:  $T_j$  为 LED 结温,  $T_a$  为环境温度,  $R_{\text{thb-a}}$  为散热片的热阻,  $P_{\text{LED}}$  为单只 LED 的功耗,  $P_{\text{LED}} = \text{工作电流 } I_F \times \text{该工作电流下的典型 } V_F$ ,  $P_{\text{total}} = \text{总功耗} = \text{LED 数} \times P_{\text{LED}}$ ,  $R_{\text{thj-sp}} = \text{LED 封装热阻}$ 。

若照明的参数为:  $T_{j\text{MAX}} = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $R_{\text{thb-a}} = 0.47\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ,  $P_{\text{LED}} = 0.35\text{ A} \times 3.3\text{ V} = 1.155\text{ W}$ ,  $P_{\text{total}} = 16 \times 1.155\text{ W} = 18.48\text{ W}$ ,  $R_{\text{thj-sp}} = 8\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。则

$$\begin{aligned} T_{a\text{MAX}} &= T_{j\text{MAX}} - (R_{\text{thb-a}} \times P_{\text{total}}) - (R_{\text{thj-sp}} \times P_{\text{LED}}) = 80\text{ }^{\circ}\text{C} - (0.47\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W} \times 18.48\text{ W}) \\ &\quad - (8\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W} \times 1.155\text{ W}) = 80\text{ }^{\circ}\text{C} - 8.6856\text{ }^{\circ}\text{C} - 9.24\text{ }^{\circ}\text{C} = 62\text{ }^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

对室内应用中照明的最高环境温度为  $62\text{ }^{\circ}\text{C}$  是可以接受的,对需要最高环境温度更高的工作环境,既可以提高最大结温(可能影响使用寿命),也可以改进热系统  $R_{\text{thb-a}}$ (如选择更好的散热片)。

### 3) 电气系统选项

LED 灯的电源系统也与传统光源不同,LED 所需的恒流驱动电源是保证其正常工作的一大基石。LED 对驱动器的要求是能保证恒流输出的特征,由于 LED 正向工作时结电压相对变更区域很小,所以保证了 LED 驱动电流的恒定也就基本保证了 LED 输出功率的恒定。对于我国电源电压供应不稳定的现状,LED 的驱动器具有恒流输出特征是十分必要的,可保证光输出恒定并且防止 LED 的超功率运行。

① 成品 LED 驱动器。由于成品 LED 驱动器具有参考电路设计,对所有零件都进行了电磁干扰(EMI)和安规测试,并且一般来说批量情况下每单位的成本最低,所以使用成品 LED 驱动器将节省 LED 灯具的设计时间和成本。缺点是成品 LED 驱动器的效率通常在 80% 左右,并且因生产商的技术装备等因素而使 LED 驱动器的性能有较大差异,而使 LED 使用寿命和工作温度也可能出现问题。

② 定制设计 LED 驱动器。随着 LED 照明的逐渐普及,更多的 LED 驱动器针对应用进行了优化设计,使得效率更高,而且能获得管理部门的完全认可,但延长了 LED 灯具的开发时间。在目前的大功率 LED 环境下,总照明效率的提高受 LED 本身的影响比受驱动器的影响要大,尽快完善产品可能比试图等电气设计更完美后要有利。

## 5. LED 灯的功效

DOE 制订的研究计划是将商用照明领域的 SSL 光源效率从当前的  $30\text{ lm}/\text{W}$  提高到





150 lm/W 以上。根据当前 SSL 照明装置的“能源之星”计划草案,可以计算出利用现有组件构成的 SSL 照明装置的总体能效。对于孔径略大于 4 英寸、相关色温 (CCT) 为 3 000 K 的照明装置,它的最小亮度为 500 lm,最小光源效率为 35 lm/W。

使用一种常见的暖白色 LED 作为照明光源,该 LED 的额定指标为 3 000 KCCT、350 mA 和 3.8 V 的最大正向压降。在测试条件下,LED 结温为 25 ℃,电流脉冲作用时间为 25 ms。在实际工作过程中,LED 的结温会根据照明器材的热设计效果上升到某个稳定值。对于任何 LED 而言,随着温度的上升其发光亮度会下降。相比测试值,工作在 60 ℃下的 LED 的亮度会降低 10%,这就意味着在稳定工作状态下 LED 实际的发光亮度为 54 lm。如果将驱动器的能效考虑在内,则可以计算出最差情况下的能效为 33.2 lm/W,这一结果能够满足当前“能源之星”计划的要求。

隔离型驱动器的选择对于提高整个照明装置的能效也发挥了重要作用。目前这是一个价格和性能二者之间的权衡选择问题。线性驱动器的价格是最低的,但是其能效处于 50% ~ 60% 的范围之间。开关式驱动器的能效是最高的,一般在 80% ~ 85% 之间。要想实现更高的能效,就需要更复杂的电路,因此驱动器的成本也更高。

## 6. 样品试制和性能评估

样品试制和性能评估是 LED 照明灯具设计的最后步骤,可按以下步骤来完成。

① 电路板布局。根据热指标和成本限制选择电路板材料 (FR<sub>4</sub> 或 MCPCB),依据设计的电路进行电气元件的筛选和必要的性能测试,进行 PCB 的布局和布线设计。设计中应注意的是,不能因器件的布局影响光输出和散热通道。

② 结构设计。结构设计包括热设计和外观设计,在考虑散热和机械性能时要兼顾外观的美观及成本。

③ 试验样品。试验样品是为了验证设计产品的特性和功能,以验证产品的光学性能、热性能和电气系统的性能是否达到设计的目标值。

④ 修改设计。根据样品试验获得的信息,决定是否需要对样品设计进行修改。

## 5.2.2 LED 道路照明灯具设计

### 1. LED 路灯特性

设计 LED 路灯首先要考虑把有限地光通量充分地利用到有效的照射范围。路灯要求的是路面照明效果,超出路面的空地不是路灯照明的区域。因此,需要有效地控制光线的分布范围,使 LED 发出的光成为一个长条形光带沿路面方向铺展,同时也要兼顾眩光的产生。参考球形面光的反射器和点光源的合理配光差别之处,进行优劣的互补。

LED 的光色选用也是一个值得重视的要素,在道路照明的发展中存在着黄光和白光的使用比较。黄光就是现在主流的高压钠灯,因为它经济节能,同时又有着优异的透雾性能,所以目前成为我国主流的路灯选择。虽然如此,黄光也有其先天不足,那就是色彩还原能力差。人们有这样的感觉,在钠灯光下,任何被照物的颜色都是偏黄而失真的。白光的追求目标是自然阳光,因为它有着最好的色彩表现能力,而阳光又是一种偏暖的白光。所以,如果能做到和日光相似的白光,同时又能兼顾黄光经济节能的优点,将是理想的夜间照明选择。



白光的前期是金卤灯, 尽管它拥有比黄光高几倍以上的色彩表现能力, 但是因为透雾性能差、有效寿命短等一些难以克服的技术问题而没有得到大规模的应用。而采用 LED 光源则可弥补这一缺陷。在选择 LED 光源时, 选择色温在 3 500 K 左右较为合适, 在明视觉和舒适度上符合照明要求。而且在目前 LED 的光效发展及性价比上是可行的, 适合 LED 路灯的大面积推广。

散热是 LED 灯具设计要重点解决的问题, LED 是冷光源, 不像白炽灯、气体放电灯那样产生灼热的高温, 但是, LED 光效的局限性导致本身也存在热能, 而其自身耐温能力又有限, 所以必须将 LED 工作时产生的热量有效地散发到空气中, 保证 LED 工作在安全的温度下, 这样 LED 灯具才能真正体现出长寿命的优势。

## 2. 灯具结构

① 组成结构。LED 路灯由铝合金压铸灯体、LED 模组、钢化玻璃透光罩、AC/DC 恒流驱动器、电器室盖板 5 部分组成, 如图 5-23 所示。

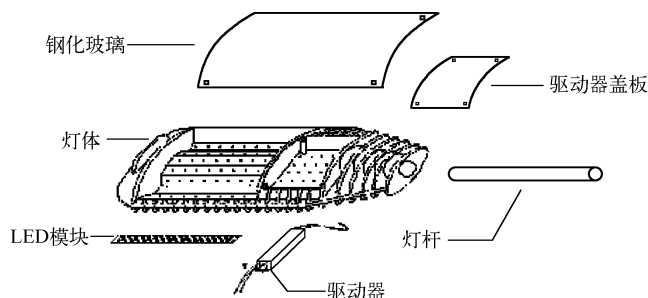


图 5-23 灯具组成部件图

② 功能结构。LED 灯具在功能结构上由散热灯体、光源室、电器室三部分组成, 如图 5-24 所示。

## 3. LED 路灯散热设计

LED 路灯的散热是设计中需要重点解决的问题之一, 不仅直接关系到 LED 实际工作时的发光效率, 而且由于大功率 LED 路灯亮度要求高、发热量大, 加之户外这种使用环境比较苛刻, 如果散热不好会直接导致 LED 快速老化, 稳定性降低, 因此, 散热面位于侧上面有利于空气自然对流散热。除了需要功率型 LED 自身的散热好以外, 由于在户外应用的道路灯具应具有一定等级的防尘、防水功效 (IP), 而良好的 IP 防护往往会妨碍 LED 的散热, 解决这个相互抵触的问题是道路灯具设计时应关注的一个重要方面。

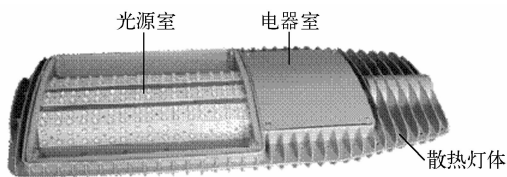


图 5-24 灯具功能结构图

### 1) 散热材料的选择

目前 LED 路灯散热器所采用的基本为金属材料, 这主要出于以下三方面的考虑。

① 导热性能好。相对于其他固体材料, 金属具有更好的热传导能力。

- ② 易于加工。金属的延展性好，高温相对稳定，可采用各种加工工艺。
- ③ 易获取，价格也相对低廉。

LED 路灯散热器常用材料与常见金属材料的热传导系数见表 5-1。

表 5-1 LED 路灯散热器常用材料与常见金属材料的热传导系数

金属材料	热传导系数（W/mK）	金属材料	热传导系数（W/mK）
金	317	AA6061 型合金	155
银	429	AA6063 型合金	201
铜	401	ADC12 型合金	96
铝	237	AA1070 型合金	226
铁	48	AA1050 型合金	209

注：表中热传导系数的单位为 W/mK，即截面积为 1 m<sup>2</sup> 的柱体沿轴向 1 m 距离的温差为 1 K（1 K = 1℃）时的热传导功率。

热传导系数自然是越高越好，但同时还需要兼顾材料的机械性能与价格。热传导系数很高的金、银，由于质地柔软、密度过大、价格过于昂贵而无法广泛采用。铁则由于热传导率过低，无法满足高热密度场合的性能需要，不适合用于制作高性能散热片。铜的热传导系数同样很高，可碍于硬度不足、密度较大、成本稍高、加工难度大等不利条件，在散热片中使用较少。铝因热传导系数较高、密度小、价格低而受到青睐；但由于纯铝硬度较小，在各种应用领域中通常会参加各种配方材料制成铝合金，为此获得许多纯铝所不具备的特性，而成为散热片加工材料的理想选择。

各种铝合金材料根据不同的需要，通过调整配方材料的成分与比例，可以获得各种不同的特性，适合于不同的成型、加工方式，应用于不同的领域。表 5-1 中列出的 5 种不同铝合金中，AA6061 与 AA6063 具有不错的热传导能力与加工性，适合于挤压成型工艺，在散热片加工中被广泛采用。ADC12 适合于压铸成型，但热传导系数较低，因此散热片加工中通常采用 AA1070 铝合金代替，但其在加工机械性能方面不及 ADC12。AA1050 则具有较好的延展性，适合于冲压工艺，多用于制造细薄的鳍片。

2) 采用一体化铝合金压铸散热外壳

根据道路照明灯具的功能需要及灯具防护安全等级的规定，将整个灯具分成三部分来设计，即整体散热外壳、光源室、电器室，选择 AA1070 铝合金压铸一次性成型。散热片的散热效果主要取决于散热片与发热物体接触部分的吸热衬板和散热片的设计。性能优良的散热器应满足三个要求：吸热快、热阻小、去热快。

① 吸热快。即吸热衬板与 LED 模组间的热阻小，可以迅速吸收其产生的热量。为了达到这种效果，要求吸热衬板与 LED 模组结合尽量紧密，令金属材料与 LED 模组直接接触，最好不留任何空隙。

散热器的整体热阻是由与 LED 模组的接触面开始逐层累计而来的，吸热衬板内部的热传导阻抗是其中不可忽视的一部分。为了将吸收的热量有效地传导到尽量多的鳍片上，需要吸热衬板有较好的横向热传导能力，在设计灯具时首先满足吸热衬板有足够的厚度，同时考虑 LED 模组的安装孔位进行加筋，以加强灯具的整体性和机械强度。

② 热阻小。为了提升吸热能力，希望散热片与 LED 模组紧密结合，不留任何空隙，



压铸出来的表面是无法实现这一目标的。吸热衬板与 LED 模组之间必然存在一定的空隙,如果空隙中是高热阻的空气,就无法得到良好的导热效果,因此,应采用具有较低热阻及较佳适应性的材料填充其中的空隙,解决的方法是采用导热衬垫。但导热衬垫的热阻始终要高于散热片的金属材料,故使用导热衬垫并不是最佳的方法,要想从根本上提高散热片及吸热衬板的吸热能力,就必须提高其底面平整度。平整度是通过表面最大落差高度来衡量的,通常散热片的底部稍经处理即可达到 0.1 mm 以下,采用铣床或多道拉丝处理可以达到 0.03 mm。散热片的吸热衬板越平整热阻越小,越有利于热量吸收,但会增加制造成本。

③ 去热快。由于将 LED 模组的吸热衬板和散热鳍片压铸成一体,因此能够将从 LED 模组吸收的热量迅速传导到鳍片部分,加之整个灯体和散热鳍片上部是裸露于空中的,而且鳍片的方向是平行于道路,需要散发的热气与气流方向一致,不会因气流形成涡流而造成热气的滞留,进而由流动的气流顺利带走,以最快的速度将热量散发。

图 5-25 (a) 为灯体的上部设计结构图,图 5-25 (b) 为灯体侧面散热分布图。由于整个灯体的上部无任何开口,整体的加工为铝合金一次性压铸成型,因此在整体的上部不存在渗水和防尘问题,只对灯体向下方向的光源室和电器室进行防护即可,这样使得防护问题简单了,只需采用硅橡胶条进行防水、防尘,就能达到 IP65 的防护等级。

上述一体化 LED 路灯灯头具有吸热快、热阻小、散热顺畅、防护等级高、机械强度好的优点,能将 LED 模组结温控制在 60℃ 以下。

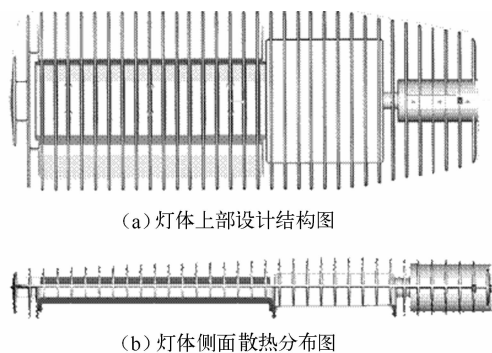


图 5-25 灯体的上部和侧面设计结构图

#### 4. LED 路灯的二次配光

现在的交通道路照明设计通常采用的常规光源的配光曲线呈广角度圆周正态分布。在道路照明设计中若采用单侧照明会造成局部光源浪费,依照现在的交通照明设计标准,道路方向的路灯间距一般是 3 倍于灯高,由于常规光源配光曲线的关系造成有些光源无法照到黑暗地带。这不仅造成能源的浪费,也给夜间车辆行驶带来很大的不便,产生安全隐患。

LED 区别于传统光源的发光特点是其具有定向发光的特性,LED 是向半空间发光的光源,而传统的高压钠灯和金卤灯等光源都是向全空间发光的。从反射器对光线出射表面的包络角来比较,传统光源发出的很大一部分光线需经过光学系统反射或折射后才能出射,光学系统对光线的利用效率决定了灯具的整体效率,并且传统光源自身体积较大、吸收反射后的二次光线而降低灯具效率的情况也较为严重。LED 向半空间发光的特点使得光源对光线吸收的比例大大减小,这是 LED 灯具在灯具效率上的优势之一。

其次,LED 具有体积小近似于点光源的特点,除了避免光源对光线的吸收和遮挡外,也给配套灯具的二次光学设计提供了极大的方便,保证了光学结构的高效性和对光路控制的准确性。应用在灯具设计的非成像光学很大一部分是对经典几何光学的实际应用,



即大量应用二次甚至多次曲线来作为灯具反射器或透镜的母线。光源自身越接近点光源,就越能满足经典几何光学的近似条件,使设计更接近实际结果并且光学器件对光线的控制更加精准。

道路是向纵向延伸的矩形区域,由此道路照明灯具应将光源发出的光线在空间上合理分配,最终在路面形成亮度均匀的矩形光斑。目前,用于道路照明的 LED 多为大功率白光 LED,考虑到 LED 光效随电流的变化,通常选择其工作电流为 350 mA 即单只功率约 1 W。这类 LED 的光强曲线多接近朗伯分布,若不经光学设计,简单地将 LED 以阵列的形式排列组合成照明系统,则最终在路面上得到的只能是中心亮四周暗的圆形光斑,势必造成能量和成本的浪费。因此必须对 LED 灯具进行二次光学设计以在路面形成一个亮度均匀的矩形照明区域,充分有效地利用光源的光通量,实现理想的照明效果,以高的光线利用率指标来拉近 LED 与高压钠灯在发光效率上的差距。

可以设计一种光学透镜并封装在大功率 LED 光源上,通过该透镜对光源的发光方向作出改变,使其传播方向发生偏移,以达到提高灯具的照明利用率、保证夜间行车安全的目的。

根据光的折射光线在经过不同的传播介质时会在界面上发生传播方向的偏移,偏移的方向与入射角度及所经过传播介质的折射率有关进行设计。设计的透镜顶部是一个倒圆角的矩形,此矩形与水平面保持一定的斜度,通过光线的折射达到光线偏移的目的。

适合 LED 的光学镜头从原理上分主要有反射式、折射式和反射折射相结合的方式。不同方式侧重保证的指标不同,原因之一是不同二次光学形式相对 LED 发光面的包络角不同。包络角是指二次光学结构的某一剖面线包含光源的角度,一般而言,包络角度越大二次光学器件对光线的控制能力越强,设计过程中的可控因素越多。

LED 光源之所以适合用于局部照明,是由于 LED 模组在生产时就可以制作成各种发光角度和各种功率的产品,利用特定发光角度的光源做局部照明可以使光源发出的光得到更有效的利用,和传统的不便控制发光角度的光源相比,可以用比较小的功率达到同等要求的照明效果,因而实现节能的目的。

在道路照明设计中,灯距一般是灯高的 3 倍,而灯高一般等同于道路的路宽,根据几何三角关系可以计算出照明灯具的配光角度应当为  $C_0/180$  方向约  $140^\circ$ 、 $C_{90}/270$  方向约  $80^\circ$ 。为了提高路灯在道路照明中的利用率,可使灯具的发光光强中心往道路方向倾斜一定角度,理想状况是光强中心落在道路中心线上。考虑到路灯灯具本身与水平方向会有大约  $10^\circ$  的仰角,依据几何三角关系可以计算出灯具发光光强中心要往道路方向偏移  $15^\circ \sim 20^\circ$ 。透镜装配在 LED 支架上,支架上固定大功率 LED 芯片。透镜的表面可以增镀增透膜,透镜与芯片间的空腔采用耐高温硅胶灌封,以减少光线在空腔中的多次反射,使光线直接通过透镜折射出去。此款透镜相对常规 LED 透镜来说,能起到偏光增透作用,相当于二次光学透镜与一次透镜融为一体。

照明用 LED 的最大特点是具有定向发射光的功能,因为大功率 LED 都装有反射器,并且这种反射器的效率都明显高于灯具的反射器效率。另外,LED 的光效检测已经包括了自身反射器的效率。采用 LED 的道路灯具应尽可能地利用 LED 定向发射光的特性,使道路灯具中的各个 LED 分别直接把光线射向被照路面的各个区域,再利用灯具反射器的辅助配光,来实现合理的道路灯具的综合配光。应该说,道路灯具要真正做到符合 CJJ45—2006 和



CIE31 及 CIE115 标准的照度与照度均匀度要求, 灯具内应包含三次配光功能才能比较好地实现。而带反射器并且具有合理光束输出角度的 LED 本身就具有良好的一次配光功能。在灯具内, 能按照路灯的高度及路面宽度设计各个 LED 的安装位置和发射光的方向, 就能实现良好的二次配光功能。此类灯具中的反射器只作为辅助的三次配光手段, 来保证道路照度更好的均匀度。

LED 的二次光学设计决定了 LED 路灯的配光及光输出效率, 是评判 LED 路灯整灯质量最重要的组成部分之一。在实际的道路照明灯具设计中, 可在基本设定每一个 LED 投射方向的前提下, 把每个 LED 用球形万向节固定在灯具上, 当灯具使用于不同的高度和照射宽度时, 可通过调整球形万向节使每一个 LED 的照射方向都达到满意的结果。在确定每一个 LED 的功率、光束输出角度时, 可根据  $E(\text{lx}) = I(\text{cd})/D(\text{m})^2$  (光强和照度距离平方反比定律), 分别计算出各 LED 在基本选定光束输出角度时应该具备的功率, 并且可以通过调整各 LED 的功率及 LED 驱动器输出给每个 LED 不同的功率来使每一个 LED 的光输出都达到预计值。这些调整手段都是采用 LED 光源的道路灯具所特有的, 充分利用这些特点就能实现在满足道路路面的照度和照度均匀度的前提下降低照明功率密度, 达到节能的目的。

路灯主要是为了照亮路面, 因而属于局部照明。对路灯产品来讲, 与车灯、手电筒等产品的光照要求不同, 光束要求有一定的范围, 市场现有的产品一般采用透镜来解决这个问题。不同特性的 LED 配用不同曲光度的透镜, 互换性不好。为了解决这个问题, 光源室采用内置导光多角度平面合理组合的方法, 成本低, 可适用于不同 LED (不同的 LED 其发射角不同, 只要选择不同的导光面安装 LED 模组即可改变出光的角度)。另外, 出光是一个规则的长方形照射面, 其照射面更宽, 而且亮度增大, 路面照射均匀。

路灯在路面照射面的照度范围、型态和照度的均衡问题, 可采用在不同的内置导光面安放不同功率的 LED 模组, 使整个照度范围内地面的光强大致均衡。

## 5. LED 路灯光源室

LED 路灯由带散热片的灯体、LED 模组、透光罩、盖板、密封胶条组成; 散热壳体一面上的一端设有一个光源室, 在光源室的凹口周边配装有钢化玻璃透光罩, 在散热灯体的光源室内设有 5 个不同角度的模组安装面, 在光源室的导光安装面上按不同的配置需要安装 3 ~ 5 个不同的 LED 模组, 两侧的 LED 模组功率比中间的 LED 模组功率大。可用多种功率 LED 模组组合不同功率的 LED 路灯, 利用其光的导向性可以有效地控制光线的分布范围, 使 LED 模组发出的光成为一个长条形光带沿路面方向铺展。图 5-26 为灯头配光结构图。

采用多芯片与散热器整体封装, 或采用铝基板多芯片封装再通过相变材料或散热硅脂与散热器相连接, 做出的产品热阻比用 LED 器件组装的产品的热阻要小, 更利于散热。采用 LED 模组的灯具, 模组基板一般为铜基板, 它与外散热器的连接要使用好的相变材料或好的散热硅脂, 保证铜基板上的热量能及时传到散热器上, 如果处理不好则易使热量聚积造成模组芯片温度升得太高, 影响 LED 芯片正常工作。

光的导向是设计 LED 路灯的重要环节, 为了有效地利用光线, 应该发挥 LED 照射方向便于调控的优势, 使 LED 发出的光形成一条光带铺在路面上, 而不要在无效方向上散射。要做到这一点, 结构上的方法是用多种功率的 LED 模组。兼顾不同的照射距离, 分别用于照射附近路面、中距离路面、远距离路面, 使 LED 输出的光均匀地覆盖两盏灯之间的半距

离路面，覆盖宽度基本上和路面宽度吻合，这样就可以用比较小的功率有效地照亮道路。为此需要设计这几组 LED 模組的安装角，解决光的导向，路灯安装光源照射分布示意图如图 5-27 所示。

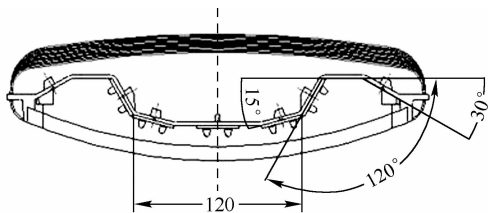


图 5-26 灯头配光结构图

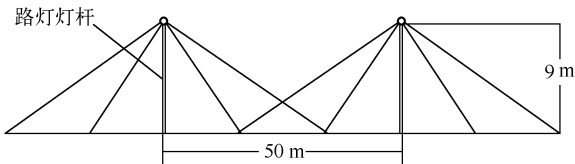


图 5-27 路灯安装光源照射分布示意图

采用上述配光结构制作的 LED 路灯，功率为 96 W 的 LED 路灯就能超过 150 W 纳灯对路面的照明效果，以 128 W 左右就能达到 300 W 的照明效果，节能效果显著。JN - 96W - CB3096 - 01 LED 路灯技术参数（等效 150 W 金卤灯）见表 5-2，JN - 128W - CB50128 - 02 LED 路灯技术参数（等效 250 W 金卤灯）见表 5-3。

表 5-2 JN - 96W - CB3096 - 01 LED 路灯技术参数（等效 150 W 金卤灯）

序 号	JN - 96W - CB3096 - 01 LED 路灯 (等效 150 W 金卤灯)	性 能 指 标
1	光源	超高亮白光 LED
2	功率	96 W
3	色温	4 000 ~ 6 000 K (色温可根据需要调配)
4	显色指数	80
5	照度范围	40 m × 10 m (可根据灯杆间距调整)
6	平均照度	> 15 lx (照明效果等同于 150 W 高压钠灯或卤素灯)
7	灯杆高度	6 ~ 8 m (可根据客户需求定制)
8	电源	输入电压交流 190 ~ 250 V、50 Hz
9	适应温度	- 40 ~ 85 ℃
10	适应湿度	≤ 95 %
11	使用寿命	> 30 000 h
12	防护等级	IP65

表 5-3 JN - 128W - CB50128 - 02 LED 路灯技术参数（等效 250 W 金卤灯）

序 号	JN - 128W - CB50128 - 02 LED 路灯 (等效 250 W 金卤灯)	性 能 指 标
1	光源	超高亮白光 LED
2	功率	128 W
3	色温	4 000 ~ 6 000 K (色温可根据需要调配)
4	显色指数	80
5	照度范围	40 m × 10 m (可根据灯杆间距调整)
6	平均照度	> 20 lx (照明效果等同于 250 W 高压钠灯或卤素灯)

续表

序 号	JN-128W-CB50128-02 LED 路灯 (等效 250 W 金卤灯)	性 能 指 标
7	灯杆高度	6~9 m (可根据客户需求定制)
8	电源	输入电压交流 190~250 V、50 Hz
9	适应温度	-40~85 ℃
10	适应湿度	≤95%
11	使用寿命	>30 000 h
12	防护等级	IP65

6. LED 路灯驱动方案

在灯具的另一端设有一个电器室，并通过线槽与光源、安装孔相连通，盖板的大小与电器室相适配，密封胶条与光源室、电器室相适配，通过盖板、密封胶条将电器室进行密封。恒流控制装置的输入端连接电源连接线，输出端通过连接线连接 LED 模组的输入端，恒流控制装置涂抹导热膏加螺钉贴装于散热壳体电器室内的安装面上，连接线敷设于散热壳体光源室和电器室之间的线槽内，电源连接线设于散热壳体电源室与安装孔之间的线槽内，穿出安装孔外，连接至电源。

1) LED 路灯驱动方案选择

LED 是一种半导体产品，需用低压直流来驱动，驱动一般采用两种方式：恒压驱动方式和恒流驱动方式。恒压驱动方式相对简单，以前 LED 光源多采用恒压方式。LED 的电压和它的相对光通量近似成指数关系，如果采用恒压驱动方式，驱动电压轻微的扰动都会造成相对光通量大幅度的改变，而采用恒流方式驱动的 LED 受驱动电流扰动的影响要小得多。因此，应选择恒流驱动方式。能提供大功率 LED 恒流驱动芯片很多，如 PAM2842、NCP3065/3066 等具有驱动能力强、效率高的特点，并提供过温保护功能。

2) LED 驱动电路设计实例

下面以一个典型的太阳能路灯 LED 驱动设计为例，设计目标是：初始光输出为 4 200 lm，采用单层光学器件，采用 12 V 蓄电池工作。假设所采用的 LED 技术参数如下。

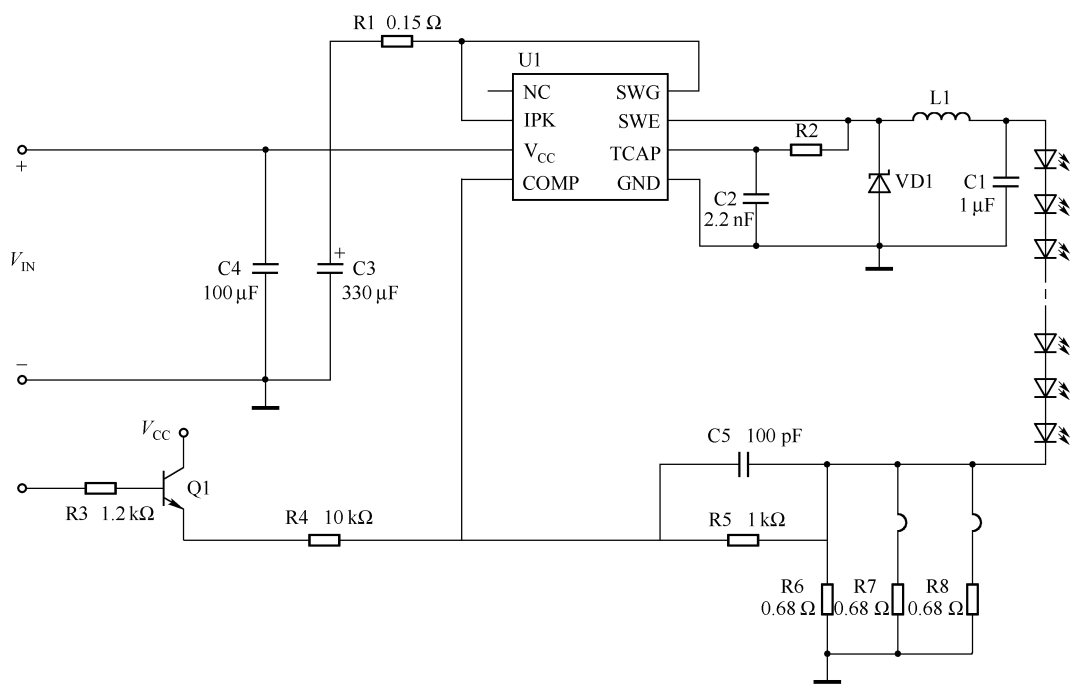
- ① 输出：典型值为 100 lm/350 mA；结温 ( $T_j$ ) = 25 ℃。
- ② 驱动电流：350 mA。
- ③ 光电器件：单层，且耦合良好，光学损耗仅为 12%。
- ④ 最高环境温度：40 ℃。
- ⑤ 驱动器损耗：10% (目标效率 90%)。

首先需要估计 LED 的数量及总功率。由于  $T_j = 25\text{ ℃}$  时 LED 光输出为 100 lm，而  $T_j$  升高时 LED 光输出会降低； $T_j$  为 90 ℃ 时 LED 光输出会下降 20%，即输出降为 80 lm。因为光器件的光学损耗为 12%，所以每只 LED 的光输出约为 71 lm。由于需要的总光能输出为 4 200 lm，故计算出所需 LED 的数量约为 60 只。相应的，总输出功率为  $3.6\text{ V (LED 工作电压)} \times 0.350\text{ A (输出电流)} \times 60\text{ (LED 数量)} = 76\text{ W}$ 。因为驱动器的损耗为 10%，所以灯具总功率约为 85 W。而在拓扑结构方面，需要采用恒流结构来进行驱动。此外，需要能根据不同的 LED 数量来调节 LED 的输出电流，满足较高的效率要求。

针对上述设计要求，选用 NCP3065/3066 恒流降压变换器，NCP3065/3066 具有专用的



NCP3065/3066 是一种多模式 LED 控制器，它集成 1.5 A 开关，可以设置成降压、升压、反转（降压 - 升压）/单端初级电感变换器（SEPIC）等多种拓扑结构。NCP3065/3066 的输入电压范围为 3.0 ~ 40 V，具有 235 mV 的低反馈电压，工作频率可调节，最高为 250 kHz。其他特性包括：能进行逐周期电流限制，不需要控制环路补偿，可采用所有陶瓷输出电容工作，具有模拟和数字 PWM 调光能力，发生磁滞时内部热关闭等。NCP3065 也可用做 PWM 控制器，如可采用 100 V 外部 N 沟道 FET 来进行升压。针对 4 ~ 30 W 功率的不同应用，可提供不同 MOSFET 选择。NCP3065 驱动 LED 电路如图 5-28 所示。



结构设计采用模组化设计,即采用 8 只 LED 光条,每个光条含 1 个驱动器电路及 8 只 LED。这样 LED 总数为 64 个,满足所要求的 60 只 LED 数量,可以提供所要求的功率及光输出,并具有高的效率。

## 参 考 文 献

- [1] 李志航, 高铁成. LED 道路照明光源的散热与配光应用. 电气技术, 2008 (7).
- [2] 李勇, 李鹏芳, 等. 大功率 LED 典型热沉结构散热性能分析. 半导体光电, 2010 (5).
- [3] 谢希. 大功率 LED 驱动的温度补偿技术. 电子工程专辑, 2009. (9)
- [4] 徐连城. 道路照明灯具的结构与系统设计. 第五届 LED 产业主题高峰论坛, 2010 (3).
- [5] 苏达, 王德苗. 大功率 LED 散热封装技术研究. 照明工程学报, 2007 (2).
- [6] 欧阳光. 大功率 LED 的封装技术. 中国电源博览, 2009 (12).
- [7] 彭晖. 垂直结构的氮化镓基 LED. 2006 中国 (深圳) 国际半导体照明论坛论文集.
- [8] 裴小明. LED 的热量管理. 2006 中国 (深圳) 国际半导体照明论坛论文集.
- [9] 张雄. 硅衬底氮化镓基 LED 制备技术的最新进展. 中国长三角照明科技论坛 (2010 江苏).
- [10] 王静, 吴福根. 改善大功率 LED 散热的关键问题. 电子设计工程, 2009 (04).
- [11] 刘胜, 陈明祥, 等. 大功率 LED 封装技术与发展趋势. 中国照明, 2008 (3).
- [12] 戴维德. 大功率 LED 的散热设计. 今日电子, 2007 (12).
- [13] 游慧茹. 2010 年新瓷器时代——LED 陶瓷散热方案. 技术专文, 2010 (3).
- [14] 游慧茹. 目前 LED 散热支架的趋势. 技术专文, 2010 (3).
- [15] 瑗司柏电子股份有限公司. 陶瓷散热支架与 Metal Core PCB 的散热差异分析比较. 技术专文, 2010 (3).
- [16] 瑗司柏电子股份有限公司. 高功率 LED 散热新突破——陶瓷 COB 技术大幅节省封装制程成本. 技术专文, 2010 (3).
- [17] 邱昱维. LED 散热支架厚膜与薄膜制程差异分析. 技术专文, 2010 (3).
- [18] 周志敏, 周纪海. 阀控式密封铅酸蓄电池实用技术 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [19] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. 充电器电路设计与应用 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2005.
- [20] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. LED 驱动电路设计实例 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2007.
- [21] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. LED 驱动电路设计与应用 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2006.
- [22] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. LED 照明技术与应用电路 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.